

JP2000078105
PUB DATE: 2000-03-14
APPLICANT: NEC CORP

HAS ATTACHED HERETO CORRESPONDING ENGLISH LANGUAGE EQUIVALENT:

US6510184
PUB DATE: 2003-01-21
APPLICANT: NEC CORP [JP]

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-078105

(43)Date of publication of application : 14.03.2000

(51)Int.Cl. H04J 11/00

H04J 1/00

H04J 1/06

(21)Application number : 10-366982

(71)Applicant : NEC CORP

(22)Date of filing : 24.12.1998

(72)Inventor : OKAMURA YUSAKU

(30)Priority

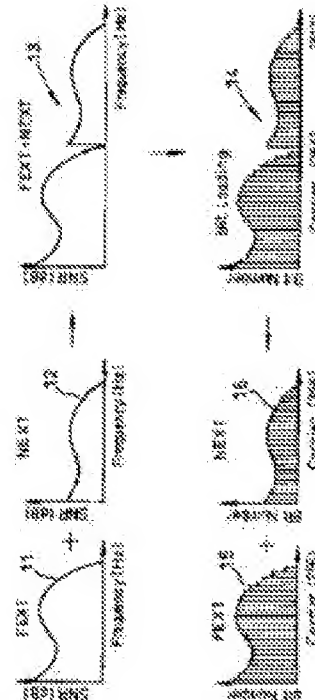
Priority number : 10046535 Priority date : 27.02.1998 Priority country : JP
10173723 19.06.1998 JP

(54) SYSTEM AND METHOD FOR MULTICARRIER TRANSMISSION

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide the distribution of bits having the maximum performance margin with respect to the quantity of noises to be periodically changed by regarding plural signal-to-noise ratio(SNR) value evaluated at different time as one SNR value evaluated by different frequencies at the same time.

SOLUTION: Even when the noise quantity of a transmission line is periodically changed, the plural existent SNR values caused by the noise of the periodical change are regarded as the SNR value of one line increasing a frequency band without any change with the lapse of time. Based on the SNR value of the line evaluated by an SNR evaluating part, a performance margin calculating part respectively calculates four kinds of bit distributions to set the performance margin to a maximum value in the case of providing four transmitted speeds. Then, the SNR value at the time of NEXT and FEXT shown in figures 11 and 12 is used as the SNR value evaluated up to the double frequency without being periodically changed as shown in a figure 13.



(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2000-78105

(P2000-78105A)

(43)公開日 平成12年3月14日(2000.3.14)

(51)Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テーマコード*(参考)
H 0 4 J	11/00	H 0 4 J	11/00
	1/00		1/00
	1/06		1/06

審査請求 有 請求項の数28 O L (全 23 頁)

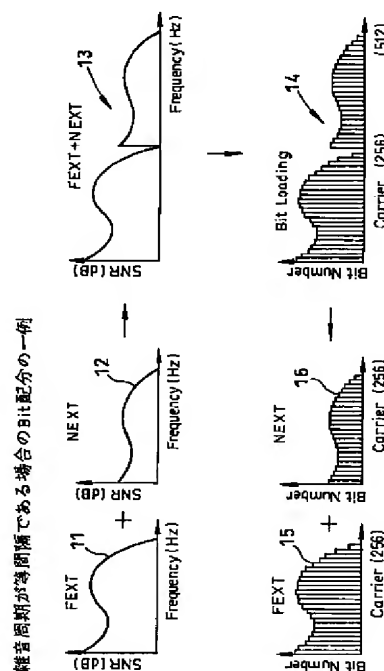
(21)出願番号	特願平10-366982	(71)出願人	000004237 日本電気株式会社 東京都港区芝五丁目7番1号
(22)出願日	平成10年12月24日(1998.12.24)	(72)発明者	岡村 勇作 東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内
(31)優先権主張番号	特願平10-46535	(74)代理人	100088812 弁理士 ▲柳▼川 信
(32)優先日	平成10年2月27日(1998.2.27)		
(33)優先権主張国	日本(J P)		
(31)優先権主張番号	特願平10-173723		
(32)優先日	平成10年6月19日(1998.6.19)		
(33)優先権主張国	日本(J P)		

(54)【発明の名称】 マルチキャリア伝送システム及びその方法

(57)【要約】

【課題】 雑音量が周期的に変化する場合に、与えられた伝送速度においてパフォーマンスマージンが最大の値になるDMT方式のビット配分を行う。

【解決手段】 漏話雑音によって周期的に変化する伝送回線のSNR値の組11と12とを、単一の伝送回線における時間的に変化のないSNR値の組13とみなして、マルチキャリアの各キャリアのビット配分を行う。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送システムであって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時間でマルチキャリアの各キャリアの信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価手段と、前記複数種の信号対雑音比の組を同一時間の異なる周波数で評価された1つの信号対雑音比の組とし、この1つの信号対雑音比の組に応じて前記各キャリアのビット配分をなすビット配分手段とを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送システム。

【請求項2】 前記雑音環境が2種であって等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価手段は、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出するよう構成されており、前記ビット配分手段は、これ等2種の信号対雑音比の組を前記1つの信号対雑音比の組として前記ビット配分をなすよう構成されていることを特徴とする請求項1記載のマルチキャリア伝送システム。

【請求項3】 前記雑音環境が2種であって不等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価手段は、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出するよう構成されており、前記ビット配分手段は、これ等2種の信号対雑音比の組を前記1つの信号対雑音比の組として前記ビット配分をなすよう構成されていることを特徴とする請求項1記載のマルチキャリア伝送システム。

【請求項4】 前記ビット配分手段は、前記1つの信号対雑音比の組の各値及び前記各キャリアの電力制限値に応じて前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とする請求項1～3いずれか記載のマルチキャリア伝送システム。

【請求項5】 周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送システムであって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時間でマルチキャリアの各キャリアの信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価手段と、前記複数種の信号対雑音比の組の各値に応じて、与えられた伝送速度を実現し、パフォーマンスマージンを最大にするような前記各キャリアのビット配分をなすビット配分手段とを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送システム。

【請求項6】 前記雑音環境が2種であって等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価手段は、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出するよう構成されており、前記ビット配分手段は、これ等2種の信号対雑音比の組の各値に応じて前記

ビット配分をなすよう構成されていることを特徴とする請求項5記載のマルチキャリア伝送システム。

【請求項7】 前記雑音環境が2種であって不等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価手段は、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出するよう構成されており、前記ビット配分手段は、これ等2種の信号対雑音比の組の各値に応じて前記ビット配分をなすよう構成されていることを特徴とする請求項5記載のマルチキャリア伝送システム。

10 【請求項8】 前記ビット配分手段は、前記2種の信号対雑音比の組の各値及び総送信電力制限値に応じて前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とする請求項5～7いずれか記載のマルチキャリア伝送システム。

【請求項9】 前記第一の通信局から前記第二の通信局へのデータ伝送の場合、前記第一の通信局は予め定められた複数の伝送速度を前記第二の通信局へ送信する手段を有し、前記第二の通信局は前記信号対雑音比評価手段及び前記ビット配分手段を有し、前記ビット配分手段は、前記第一の通信局から送信されてきた前記複数の伝送速度と前記信号対雑音比の組とを基に、データ伝送におけるマージンを算出する手段と、この算出されたマージンを基に前記複数の伝送速度から最適伝送速度を選択する手段と、この選択された伝送速度に従って前記各キャリアのビット配分を算出する手段とを有することを特徴とする請求項1～8いずれか記載のマルチキャリア伝送システム。

20 【請求項10】 前記第二の通信局は前記ビット配分を前記第一の通信局へ送出する手段を更に含み、前記第一の通信局は前記ビット配分に従って前記第二の通信局へのデータ伝送をなすことを特徴とする請求項9記載のマルチキャリア伝送システム。

【請求項11】 前記2種の雑音の雑音源は、第一及び第二の通信局との間の通信回線と同一ケーブル上に存在することを特徴とする請求項1～10記載のマルチキャリア伝送システム。

【請求項12】 前記2種の雑音の環境は、第一の雑音環境及びこの第一の雑音環境よりも雑音状態が悪い第二の雑音環境であることを特徴とする請求項1～11記載のマルチキャリア伝送システム。

40 【請求項13】 前記2種の雑音は、遠端漏話及び近端漏話に起因するものであることを特徴とする請求項1～12記載のマルチキャリア伝送システム。

【請求項14】 前記第一及び第二の通信局間はディジタル加入者回線によるデータ伝送であることを特徴とする請求項1～13いずれか記載のマルチキャリア伝送システム。

50 【請求項15】 周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送方法であって、前記複数種の各雑音環境下に夫

々対応した異なる時間でマルチキャリアの各キャリアの信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価ステップと、前記複数種の信号対雑音比の組を同一時間の異なる周波数で評価された1つの信号対雑音比の組とし、この1つの信号対雑音比の組に応じて前記各キャリアのビット配分をなすビット配分ステップとを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送方法。

【請求項16】 前記雑音環境が2種であって等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価ステップは、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出し、前記ビット配分ステップは、これ等2種の信号対雑音比の組を前記1つの信号対雑音比の組として前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とする請求項15記載のマルチキャリア伝送方法。

【請求項17】 前記雑音環境が2種であって不等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価ステップは、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出し、前記ビット配分ステップは、これ等2種の信号対雑音比の組を前記1つの信号対雑音比の組として前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とする請求項15記載のマルチキャリア伝送方法。

【請求項18】 前記ビット配分ステップは、前記1つの信号対雑音比の組の各値及び前記各キャリアの電力制限値に応じて前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とする請求項15～17いずれか記載のマルチキャリア伝送方法。

【請求項19】 周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送方法であって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時間でマルチキャリアの各キャリアの信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価ステップと、前記複数種の信号対雑音比の組の各値に応じて、与えられた伝送速度を実現し、パフォーマンスマージンを最大にするような前記各キャリアのビット配分をなすビット配分ステップとを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送方法。

【請求項20】 前記雑音環境が2種であって等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価ステップは、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出し、前記ビット配分ステップは、これ等2種の信号対雑音比の組の各値に応じて前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とする請求項19記載のマルチキャリア伝送方法。

【請求項21】 前記雑音環境が2種であって不等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価ステップは、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出し、前記ビット配分ステップは、これ等2種の信号対雑音比の組の各値に応じて前記ビット

配分をなすようにしたことを特徴とする請求項19記載のマルチキャリア伝送方法。

【請求項22】 前記ビット配分ステップは、前記2種の信号対雑音比の組の各値及び総送信電力制限値に応じて前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とする請求項19～21いずれか記載のマルチキャリア伝送方法。

【請求項23】 前記第一の通信局から予め定められた複数の伝送速度を前記第二の通信局へ送信するステップを更に含み、

前記第二の通信局において実行される前記ビット配分ステップは、前記第一の通信局から送信されてきた前記複数の伝送速度と前記信号対雑音比の組とを基に、データ伝送におけるマージンを算出するステップと、この算出されたマージンを基に前記複数の伝送速度から最適伝送速度を選択するステップと、この選択された伝送速度に従って前記各キャリアのビット配分を算出するステップとを有することを特徴とする請求項19～22いずれか記載のマルチキャリア伝送方法。

【請求項24】 前記ビット配分を前記第二の通信局から前記第一の通信局へ送出するステップと、前記第一の通信局において前記ビット配分に従って前記第二の通信局へのデータ伝送をなすステップとを更に含むことを特徴とする請求項23記載のマルチキャリア伝送方法。

【請求項25】 前記2種の雑音の雑音源は、第一及び第二の通信局と間の通信回線と同一ケーブル上に存在することを特徴とする請求項19～24記載のマルチキャリア伝送システム。

【請求項26】 前記2種の雑音の環境は、第一の雑音環境及びこの第一の雑音環境よりも雑音状態が悪い第二の雑音環境であることを特徴とする請求項19～25記載のマルチキャリア伝送システム。

【請求項27】 前記2種の雑音は、遠端漏話及び近端漏話に起因するものであることを特徴とする請求項19～26記載のマルチキャリア伝送システム。

【請求項28】 前記第一及び第二の通信局間はディジタル加入者回線によるデータ伝送であることを特徴とする請求項19～27いずれか記載のマルチキャリア伝送システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明はマルチキャリア伝送システム及びその方法に関し、特にDMT(Discrete Multi-Tone)変調方式として知られているマルチキャリア伝送システム及びその方法に関するものである。

【0002】

【従来の技術】従来のこの種のDMT方式のマルチキャリア伝送システムの例としては、米国特許公報第5,479,447号に開示の技術がある。

【0003】かかるDMT方式に使用されるADSL

10

20

30

40

50

(Asymmetric Digital Subscriber Line) 装置としては、複数のキャリアに QAM (Quadrature Amplitude Modulation) による変調を行い、この変調したキャリアを IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) を用いて多重化して送信するようになっている。受信側では、多重化された信号から各キャリアを FFT を用いて抽出し、QAM 変調された信号に復調を行うものである。

【0004】この場合、複数のキャリアの各々へのビット配分のために各キャリアの SNR (Signal to Noise Ratio : 信号対雑音比) を測定し、この測定された SNR に従ってビット配分を求める様になっている。例えば、図 13 の 15 に示すように、横軸の周波数は伝送に使用される各キャリアであり、各キャリアの周波数幅は 4.3125 KHz であってその総数は 256 であるが、これ等各数値は限定されるものではない。データ伝送時には、これ等キャリアを夫々変調するが、このとき SNR 値を評価してこの評価 SNR に従ってビット配分を求めている。この場合の SNR の評価では、各キャリアの周波数帯域において各々の SNR 値を求めている。

【0005】各キャリアはこうして定められた各ビット配分に従ってビット数の伝送を行うものである。このビット数は、評価された SNR 値に基き、与えられた伝送速度を満足しかつパフォーマンスマージン (性能余裕) が最大になるようにビット配分が算出される。

【0006】従来の DMT 方式 ADSL 技術において、与えられた伝送速度が最大のパフォーマンスマージンを有するビット配分となるように、当該ビット配分を計算する手法の一例としては、上述の米国特許第 5,479,447 号公報に詳述されている。図 13 はこのビット配分方法の一例を示している。送信したい伝送速度 (ビットレート) が与えられると、測定された伝送線路の SNR 値 (15) に基いて各キャリアが最大のパフォーマンスマージンを持つようにビット数を各キャリアに配分する (16) のものである。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】この DMT 方式の ADSL 技術において、日本国内では、同一ケーブル内に TCM (Time Compression Multiplexing) 方式の ISDN が存在し、これにより生じる周期的な漏話が ADSL への信号に大きな雑音となっている。図 14 を用いて ADSL 回線と TCM-ISDN 回線とが同一ケーブルに共存する場合に発生する漏話について説明する。図 14 には、ADSL 回線において下り方向 (ATU-C (ADSL Termination Unit-Center side) から ATU-R (ADSL Termination Unit-Remote side) の方向) にデータ伝送を行っている時に ATU-R が TCM-ISDN 回線によるデータ伝送によって発生する漏話が示されている。

【0008】図 14 に示すように、ADSL 回線において下り方向のデータ伝送を行っている時に、TCM-ISDN 回線が同じく下り方向のデータ伝送を行っている場合、遠端漏話 (FEXT : Far End Cross-Talk) が発生する。また、ADSL 回線において下り方向にデータ伝送を行っている時に TCM-ISDN 回線がこれとは逆方向の上り方向のデータ伝送を行っている場合、近端漏話 NEXT (Near End Cross-Talk) が生じる。TCM 方式の ISDN 回線では、データの伝送を上り方向と下り方向とで交互に行っているため、ADSL 回線は ISDN 回線のピンポン方式のデータ伝送の影響を受け、近端漏話と遠端漏話とが周期的に発生する。

10

20

30

40

50

SDN 回線が同じく下り方向のデータ伝送を行っている場合、遠端漏話 (FEXT : Far End Cross-Talk) が発生する。また、ADSL 回線において下り方向にデータ伝送を行っている時に TCM-ISDN 回線がこれとは逆方向の上り方向のデータ伝送を行っている場合、近端漏話 NEXT (Near End Cross-Talk) が生じる。TCM 方式の ISDN 回線では、データの伝送を上り方向と下り方向とで交互に行っているため、ADSL 回線は ISDN 回線のピンポン方式のデータ伝送の影響を受け、近端漏話と遠端漏話とが周期的に発生する。

【0009】従来の ADSL 技術で通信を行った場合、この周期的な漏話雑音のため、雑音状態の悪い近端漏話 (NEXT) 時にはエラーが多量に発生する。また、伝送速度を NEXT 雑音下での通信に合わせて設定した場合、伝送速度の大幅な減少となる。この ISDN からの漏話雑音状況下において、ADSL 装置の通信性能を向上させるためにいわゆるデュアルビットマップ方式が考えられる。この方式では、ADSL 装置はビットマップ (ビット配分) を 2 種類所有し、漏話雑音の周期に同期させてビットマップを切替えて通信速度を変化させる方式である。遠端漏話 (FEXT) 時には雑音は小さいため通信速度を大きくし、NEXT 時には大きい通信速度を小さくする。

【0010】ところが、このデュアルビットマップ方式では伝送線路の SNR 値が複数存在するため、上位層から与えられたビットレート (伝送速度) から従来の方法でビット配分を行うことはできない。即ち、測定した SNR 値に基づいて各キャリアが最大なパフォーマンスマージンを持つように、与えられたビットレートを 2 種類

【0011】以上の問題のため、周期的に線路の雑音量が変化し、この雑音の変化に同期して複数の伝送速度を切替える場合には、従来のビット配分方法では最大なパフォーマンスマージンを得ることができない。

【0012】本発明の目的は、異なる時間で評価された複数の SNR 値を、同じ時間の異なる周波数で評価された 1 つの SNR 値とみなすことにより、上記の課題を解決したビット配分方法を有するマルチキャリア伝送システム及びその方法を提供することである。

【0013】本発明の他の目的は、異なる時間で評価された複数の SNR 値に応じて、与えられた伝送速度を実現し、パフォーマンスマージンを最大にすることにより、上記の課題を解決したビット配分方法を有するマルチキャリア伝送システム及びその方法を提供することである。

【0014】

【課題を解決するための手段】本発明によれば、周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送システムであって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時

間でマルチキャリアの各キャリアの信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価手段と、前記複数種の信号対雑音比の組を同一時間の異なる周波数で評価された1つの信号対雑音比の組とし、この1つの信号対雑音比の組に応じて前記各キャリアのビット配分をなすビット配分手段とを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送システムが得られる。

【0015】そして、前記雑音環境が2種であって等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価手段は、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出するよう構成されており、前記ビット配分手段は、これ等2種の信号対雑音比の組を前記1つの信号対雑音比の組として前記ビット配分をなすよう構成されていることを特徴とする。また、前記雑音環境が2種であって不等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価手段は、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出するよう構成されており、前記ビット配分手段は、これ等2種の信号対雑音比の組を前記1つの信号対雑音比の組として前記ビット配分をなすよう構成されていることを特徴とする。更に、前記ビット配分手段は、前記1つの信号対雑音比の組の各値及び前記各キャリアの電力制限値に応じて前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とする。

【0016】本発明によれば、周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送システムであって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時間でマルチキャリアの各キャリアの信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価手段と、前記複数種の信号対雑音比の組の各値に応じて、与えられた伝送速度を実現し、パフォーマンスマージンを最大にするような前記各キャリアのビット配分をなすビット配分手段とを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送システムが得られる。

【0017】そして、前記雑音環境が2種であって等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価手段は、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出するよう構成されており、前記ビット配分手段は、これ等2種の信号対雑音比の組の各値に応じて前記ビット配分をなすよう構成されていることを特徴とする。また、前記雑音環境が2種であって不等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価手段は、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出するよう構成されており、前記ビット配分手段は、これ等2種の信号対雑音比の組の各値に応じて前記ビット配分をなすよう構成されていることを特徴とする。更に、前記ビット配分手段は、前記2種の信号対雑音比の組の各値及び総送信電力制限値に応じて前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とする。

【0018】また、前記第一の通信局から前記第二の通信局へのデータ伝送の場合、前記第一の通信局は予め定められた複数の伝送速度を前記第二の通信局へ送信する手段を有し、前記第二の通信局は前記信号対雑音比評価手段及び前記ビット配分手段を有し、前記ビット配分手段は、前記第一の通信局から送信されてきた前記複数の伝送速度と前記信号対雑音比の組とを基に、データ伝送におけるマージンを算出する手段と、この算出されたマージンを基に前記複数の伝送速度から最適伝送速度を選択する手段と、この選択された伝送速度に従って前記各キャリアのビット配分を算出する手段とを有することを特徴とする。また、前記第二の通信局は前記ビット配分を前記第一の通信局へ送出する手段を更に含み、前記第一の通信局は前記ビット配分に従って前記第二の通信局へのデータ伝送をなすことを特徴とする。更に、前記2種の雑音の雑音源は、第一及び第二の通信局と間の通信回線と同一ケーブル上に存在することを特徴とし、また前記2種の雑音の環境は、第一の雑音環境及びこの第一の雑音環境よりも雑音状態が悪い第二の雑音環境であることを特徴とする。そして、前記2種の雑音は、遠端漏話及び近端漏話に起因するものであることを特徴とし、前記第一及び第二の通信局間はデジタル加入者回線によるデータ伝送であることを特徴とする。

【0019】本発明によれば、周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送方法であって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時間でマルチキャリアの各キャリアの信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価ステップと、前記複数種の信号対雑音比の組を同一時間の異なる周波数で評価された1つの信号対雑音比の組とし、この1つの信号対雑音比の組に応じて前記各キャリアのビット配分をなすビット配分ステップとを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送方法が得られる。

【0020】そして、前記雑音環境が2種であって等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価ステップは、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出し、前記ビット配分ステップは、これ等2種の信号対雑音比の組を前記1つの信号対雑音比の組として前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とする。また、前記雑音環境が2種であって不等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価ステップは、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出し、前記ビット配分ステップは、これ等2種の信号対雑音比の組を前記1つの信号対雑音比の組として前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とする。更に、前記ビット配分ステップは、前記1つの信号対雑音比の組の各値及び前記各キャリアの電力制限値に応じて前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とす

る。

【0021】本発明によれば、周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送方法であって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時間でマルチキャリアの各キャリアの信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価ステップと、前記複数種の信号対雑音比の組の各値に応じて、与えられた伝送速度を実現し、パフォーマンスマージンを最大にするよう

な前記各キャリアのビット配分をなすビット配分ステップとを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送方法が得られる。

【0022】そして、前記雑音環境が2種であって等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価ステップは、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出し、前記ビット配分ステップは、これ等2種の信号対雑音比の組の各値に応じて前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とする。また、前記雑音環境が2種であって不等間隔周期で変化する場合、前記信号対雑音比評価ステップは、前記2種の雑音環境下の各々において対応する信号対雑音比の組を算出し、前記ビット配分ステップは、これ等2種の信号対雑音比の組の各値に応じて前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とする。更に、前記ビット配分ステップは、前記2種の信号対雑音比の組の各値及び総送信電力制限値に応じて前記ビット配分をなすようにしたことを特徴とする。

【0023】また、前記第一の通信局から予め定められた複数の伝送速度を前記第二の通信局へ送信するステップを更に含み、前記第二の通信局において実行される前記ビット配分ステップは、前記第一の通信局から送信されてきた前記複数の伝送速度と前記信号対雑音比の組とを基に、データ伝送におけるマージンを算出するステップと、この算出されたマージンを基に前記複数の伝送速度から最適伝送速度を選択するステップと、この選択された伝送速度に従って前記各キャリアのビット配分を算出するステップとを有することを特徴とする。更に、前記ビット配分を前記第二の通信局から前記第一の通信局へ送出するステップと、前記第一の通信局において前記ビット配分に従って前記第二の通信局へのデータ伝送をなすステップとを含むことを特徴とする。

【0024】

【発明の実施の形態】以下に、図面を参照しつつ本発明の実施の形態につき説明する。図1は本発明の実施の形態を示すブロック図である。図1を参照すると、中央局としてATU-C100、端末としてATU-R200が、夫々設けられており、これ等両者間の伝送はデジタル加入者回線により行われる。尚、本例では、ATC-CからATU-Rへ送信する下り方向の伝送速度の決

定につき説明する。下り方向伝送速度送信部1は図示せぬ上位層から指定された下り方向伝送速度 $r_1 \sim r_4$ （本例では、4種の速度とする）をATU-Rへ送信するものである。

【0025】選択伝送速度記憶部9はATU-R200にて選択された伝送速度 r_n を記憶するものであり、ビット、パワー配分テーブル10はATU-R200から送信されたビット、パワー配分テーブルを記憶するものである。このビット、パワー配分テーブル10に従って、各キャリアのビット配分及びパワー配分（マッピング）が行われつつ下り方向のデータ伝送がなされる。

【0026】以上はATU-C100の機能であるが、ATU-R200の機能は次の如くである。下り方向SNR評価部2は下り方向伝送の際の伝送線路のSNR評価を行うものであり、ここでは、例として、TCM-ISDNがADSLと同一ケーブル内に存在し、その漏話雑音が周期的に変化する場合について説明する。図2はTCM-ISDNからADSLへの漏話雑音を説明するための図である。図(A)はTCM-ISDNのデータの送信方向を示し、(B)はそれによってADSL(ATU-R)に対して生じる漏話雑音を示す。

【0027】ISDNの上り方向送信時には、ATU-Rには近端漏話NEXTが生じ、下り方向送信時には、遠端漏話FEXTが生じる。そのために、下り方向SNR評価部2は、NEXTとFEXTとの2種の雑音が存在する場合での各キャリア周波数におけるSNR値の組を夫々に評価（算出）し、対応するSNRの組をNEXT SNR及びFEXT SNRの各保持部3に夫々保持する。尚、図2(B)はTCM-ISDNにより生じる漏話雑音の時間間隔が等しい場合であるが、図2(C)は等しくない場合の例を示している。図2(C)において、 f 及び n は雑音が発生する期間の時間比率を示しており、この場合にはFEXTが発生する期間 f はNEXTが発生する期間 n より短い。

【0028】速度適応アルゴリズム部8は、パフォーマンスマージン計算部4と、伝送速度選択部5と、ビット、パワー配分テーブル送信部6とを有する。パフォーマンスマージン計算部4は下り方向SNR評価部2にて評価された線路のSNR値3を基に、ATU-C100より送信されてきた4種の伝送速度を夫々実現する場合に最大のパフォーマンスマージン値を、4種類計算する。伝送速度選択部5は、これ等4種類のパフォーマンスマージン値から送信可能でかつ伝送速度が最も大なる値を選択する。ビット、パワー配分テーブル送信部6は、選択された伝送速度 r_n で送信を行うためのビット、パワー配分テーブルをATU-C100へ送信するが、このビット、パワー配分テーブル7はNEXT時及びFEXT時で周期的に変化するSNR値の各組に対して夫々算出されたものである。

【0029】図3は図1のブロックの動作を示すフロー

チャートである。上位層から与えられた4つの伝送速度は、ATU-CからATU-Rに向かって送信される(ステップA1)。例えば、 $r1$ から $r4 \text{ bit/s}$ の4種類の伝送速度がその他のパラメータと共にATU-CからATU-Rに送信される。ATU-R側は、雑音が周期的に変化する場合、特にここではTCM-ISDNが同一ケーブル内に存在する場合、ISDNからADSLに対してNEXT及びFEXTが発生する。下り方向SNR評価部2では、この両方の場合における各周波数のSNR値を評価し、各々をNEXT SNR、FEXT SNR 3に保持する。図4の11及び12は評価された各周波数のSNR値を示し、11はFEXT発生時の、12はNEXT発生時の各SNR値を示す。

【0030】パフォーマンスマージン計算部4は、SNR評価部2で評価した線路のSNR値3を基に、送信された4つの伝送速度を実現する場合、パフォーマンスマージンを最大の値に設定するビット配分を夫々4種類計算する(ステップA2)。図4はその計算方法を示す。11、12に示すNEXT及びFEXT時のSNR値を図4の13に示すように、周期的に変化することがなく倍の周波数まで評価されたSNR値として使用する。

【0031】これにより、回線のパフォーマンスマージンを計算するにあたって、使用周波数が倍でありSNR値が13であるような時間的に変化のない線路について、伝送速度は与えられた伝送速度の値を倍にし、512のキャリアを使用する場合とみなしてビット配分方法を用いる。本例では、各キャリアの電力制限がある場合であり、これ等各キャリアの電力上限をEmaskとする。ここで、データの送信に使用可能な総送信電力の上限Etargetは、(全キャリア数)×(各キャリアの電力上限Emask)とし、総送信電力の上限によっては、各キャリアに使用可能な送信電力が制限されることはないものとする。

【0032】伝送速度選択部5では、計算した4種類のパフォーマンスマージン値、例えば、図3のステップA2に示すように4種類のマージン値m1～m4から、伝送速度が最も速かつマージンが負でない送信可能な伝送速度を選択する(ステップA3)。全伝送速度に関してマージンが全て負であれば、4つの伝送速度全てが送信不可能であることを示し、ATU-RはATU-Cに向けて全伝送速度失敗出力を送信する(ステップA6)。伝送速度のどれか1つを選択することができれば、その選択した伝送速度及びそのパフォーマンスマージンをATU-Cに送信する(ステップA4)。

【0033】ビット、パワー配分テーブル送信部6では選択した伝送速度で送信を行うためのビット、パワー配分テーブルを送信する(ステップA5)。このテーブルは、NEXT時及びFEXT時で周期的に変化するSNR値夫々に対して計算する必要がある。使用するビット、パワー配分テーブルは、512キャリアを使用する

場合として計算したビット、パワー配分テーブル7から、前半256キャリアに相当する部分をFEXT用テーブル、後半256キャリアに相当する部分をNEXT用テーブルとして使用する。計算された夫々のテーブルはATU-RからATU-Cに送信される。

【0034】また、図2(C)の場合では、伝送線路の雑音の変化周期が等間隔でないため、複数のSNR値を単一のSNR値にする時に、その時間間隔の比率f及びnだけSNR値の周波数を増加させる。図5はそのビット配分の計算方法を示す。図5(A)に示すように、図4の11、12に示すNEXT及びFEXT時のSNR値を、FEXT時のSNR値はf倍、更にNEXT時のSNR値をn倍の周波数まで拡張して使用する。伝送速度は与えられた伝送速度の値をf+n倍し、(f+n)×256のキャリアを使用する線路とみなして、図5(B)の如きビット配分方法を用いる。

【0035】データの送信に使用するビット、パワー配分テーブルは、FEXT時に使用するテーブルの場合、FEXT時のSNR値を用いたキャリアのどれか一集合に配分されたビット、パワー配分テーブルを使用する。またNEXT時のテーブルも同様に、NEXT時のSNR値を用いたキャリアのどれか一集合に配分されたテーブルを使用する。例えば、(3+2)×256=1280のキャリアを使用するとして計算した図5の場合、ビット、パワー配分テーブル(図5(B))から0～255のキャリアに相当する部分をFEXT用テーブル、768～1023のキャリアに相当する部分をNEXT用テーブルとして使用する。

【0036】計算された各テーブルは、ATU-RからATU-Cに送信されて、ビット、パワー配分テーブル10に保持されて、下り方向送信時のビット、パワー配分(マッピング)に用いられるのである。

【0037】図6は図3のステップA2におけるパフォーマンスマージンの計算方法を示すフローである。先ず、各キャリアiの送信電力をE(i)として正規化したSNR(i)を求める(ステップA7)。そして、この計算されたSNR(i)を降順に並べ替え(ステップA8)、

$$\text{SNR}(i) \geq \text{SNR}(i+1)$$

となるように番号の振り替えを行う。尚、全キャリア数Nより小なるiまでの全ての番号につき上記不等式は適用される。

【0038】次に、 $k=1$ 、 $\gamma_{\max}=-\infty$ 、count=0とする(ステップA9)。kはカウンタ、 γ_{\max} は現在の最大可能システムパフォーマンスマージン、countは γ_{\max} を達成するために使用するキャリア数である。そして、 $\gamma(k)$ の計算を行う(ステップA10)。

【0039】この $\gamma(k)$ の計算式は、

【数1】

10

20

30

40

50

$$\gamma(k) = 10 \log_{10} \left\{ \frac{\overline{\text{SNR}(k)}}{2 \frac{B_{\text{target}}}{k} - 1} \right\} + \gamma_{\text{eff}} - 9.8 \text{ (dB)}$$

で与えられる。

【0040】 $\gamma(k)$ は1キャリアシンボル中に達成可能な最大システムパフォーマンスマージンである。この時、目標達成速度が B_{target} であり、総有効コーディングゲインが γ_{eff} であり、希望するビットエラーレートが 10^{-7} 、最良キャリアを k 本使用し、現在の幾何平均SNRは、

$$\overline{\text{SNR}(k)} = \left[\prod_{i=1}^k E_i \cdot \text{SNR}(i) \right]^{\frac{1}{k}}$$

で与えられる。

【0041】 i 番目のキャリアが使用する現在の送信電力 E_i は、

$$E_i = E_{\text{max}i}$$

で与えられる。ここで、送信機により制限される総入力電力 E_{target} は、

$$b_i = \text{floor} \left[\log_2 \{ 1 + E_{\text{max}i} \cdot \text{SNR}(i) / \Gamma_{\text{max}} \} \right]$$

を用いて計算する。floor は小数点以下切捨てを示し、※ ※切捨てられた小数点以下の値は、diffi として

$$\text{diffi} = b_i - \log_2 \{ 1 + E_{\text{max}i} \cdot \text{SNR}(i) / \Gamma_{\text{max}} \}$$

により算出される(ステップA15)。

【0045】ここで Γ_{max} は、

$$\Gamma_{\text{max}} = \left[Q^{-1} \left(\frac{P_e}{N_e} \right) \right]^2 + \gamma_{\text{max}} - \gamma_{\text{eff}} - 4.77 \text{ (dB)}$$

で与えられる。 P_e はビットエラーレートであり、 N_e は入力信号コンスタレーションの最も隣接するポイント☆

☆の数であり、Q関数は、

【数4】

$$Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-y^2/2} dy$$

にて定義されるものである。

【0046】そして、 B_{total} を計算する(ステップA16)。この B_{total} は、現在のビット配分テーブルが1マルチキャリアシンボルにおいてサポートしている総ビット数であり、 $B_{\text{total}} = \sum b_i$ である。ここに、 \sum は $i = 0 \sim N-1$ の総和である。

【0047】そして、 $B_{\text{total}} < B_{\text{target}}$ である場合、現在のビット配分テーブルから1ビット、最少のdiffi値を持つキャリアのビット配分テーブル $\{b_i\}$ を1

※ $E_{\text{target}} = k \cdot E_{\text{max}i}$

であり、 k は使用するキャリア数である。

【0042】 $E_{\text{max}i}$ は i 番目のキャリアが送信可能な最大電力であり、これは送信パワーマスクにより決まる。

この場合、総入力電力 E_{target} によっては、各キャリアの送信可能な最大電力が制限されることはない。

【0043】そして、 $\gamma(k) > \gamma_{\text{max}}$ である場合、 $\gamma_{\text{max}} = \gamma(k)$ 、 $\text{count} = k$ とする(ステップA11, A12)。 k が N でなければ、 $k = k + 1$ として(ステップA14)、ステップA10へ戻る。ここで、 γ_{max} は与えられたシステムパラメータにおける最大可能システムパフォーマンスマージンを示しており、 count は γ_{max} を達成するために使用する最良キャリア数となる。

【0044】図7は図3のステップA5におけるビット配分テーブルの計算方法を示すフローである。上述した γ_{max} 及び count を使用し、初期のビット配分テーブル $\{b_i\}$ を、

ビット増加させ、 $\text{diffi} = \text{diffi} + 1$ 、 $B_{\text{total}} = B_{\text{total}} + 1$ とする(ステップA17, A18)。これを $B_{\text{total}} = B_{\text{target}}$ となるまで繰り返す。

【0048】図8は図3のステップA5におけるパワー配分テーブルの算出方法を示すフローである。まず、与えられたビット配分テーブル $\{b_i\}$ を基に、 $P_e(i) = P_{e,i,\text{target}}$ となるように、入力電力 $\{E_i\}$ を割当てる(ステップA19)。ここで、 $P_e(i)$ は i 番目のキャリアのエラー確率、 $P_{e,i,\text{target}}$

は i 番目のキャリアの目標エラー確率である。尚、 $\{E_i\}$ は i 番目のキャリアが使用する総送信電力である。現在の総送信電力 E_{total} を、

$$E_{total} = \sum E_i$$

として算出する（ステップ A20）。ここに、 Σ は $i = 0 \sim N-1$ の総和である。

【0049】そして、最終電力分布 $\{E_i\}$ を再調整する（ステップ A21）。この再調整は、 E_{target}/E_{total} と $E_{max,i}$ のうち小なる値を E_i とすることで行う。このシステムにおける初期のビット及びパワー（電力）配分テーブルは、 $\{b_i\}$ 及び $\{E_i\}$ によって与えられることになる。

【0050】次に、本発明の他の実施の形態につき説明する。上記実施の形態では、各キャリアの送信電力制限がある場合であったが、本例では、総送信電力制限がある場合につき述べる。本実施の形態においても、図1のブロック図及び図3のその動作を示すフローチャートについては、同一であるものとする。上位層から与えられた4つの伝送速度は、ATU-CからATU-Rに向かって送信される（ステップ A1）。例えば、 r_1 から r_4 bit/s の4種類の伝送速度がその他のパラメータと共にATU-CからATU-Rに送信される。

【0051】ATU-R側は、雑音量が周期的に変化する場合、特にここではTCM-ISDNが同一ケーブル内に存在する場合、ISDNからADSLに対してNEXT及びFEXTが発生する。下り方向SNR評価部2では、この両方の場合における各周波数のSNR値を評価し、各々をNEXT SNR、FEXT SNR3に保持する。図9の11及び12は評価された各周波数のSNR値を示し、11はFEXT発生時の、12はNEXT発生時の各SNR値を示す。

【0052】パフォーマンスマージン計算部4は、SNR評価部2で評価した線路のSNR値3を基に、送信された4つの伝送速度を実現する場合、パフォーマンスマージンを最大の値に設定するビット配分を夫々4種類計算する（ステップ A2）。図9はその計算方法を示す。異なる時間で評価された複数のSNR値及び総送信電力を考慮して与えられた伝送速度を実現し、パフォーマンスマージンを最大にするようなマルチキャリアのビット配分を夫々算出する。そのとき、図9に示されるように異なる時間で評価されたNEXT時及びFEXT時のSNR値とデータ伝送時の総電力とを考慮して、ATU-C100から与えられた伝送速度を実現し、パフォーマンスマージンを最大にするようなマルチキャリアの各キャリアのビット配分を算出する。

【0053】伝送速度選択部5では、計算した4種類のパフォーマンスマージン値、例えば、図3のステップA2に示すように4種類のマージン値 $m_1 \sim m_4$ から、伝送速度が最も速かつマージンが負でない送信可能な伝送速度を選択する（ステップ A3）。全伝送速度に関し

てマージンが全て負であれば、4つの伝送速度全てが送信不可能であることを示し、ATU-RはATU-Cに向けて全伝送速度失敗出力を送信する（ステップ A6）。伝送速度のどれか1つを選択することができれば、その選択した伝送速度及びそのパフォーマンスマージンをATU-Cに送信する（ステップ A4）。ビット、パワー配分テーブル送信部6では選択した伝送速度で送信を行うためのビット、パワー配分テーブルを送信する（ステップ A5）。このテーブルは、NEXT時及びFEXT時で周期的に変化するSNR値夫々に対して計算する必要がある。計算された夫々のテーブルはATU-RからATU-Cに送信される。

【0054】また、図2（C）の場合では、伝送線路の雑音の変化周期が等間隔でないため、複数のSNR値を単一のSNR値にする時に、その時間間隔の比率 f 及び n だけSNR値の周波数を増加させる。図5はそのビット配分の計算方法を示す。図5（A）に示すように、図4の11、12に示すNEXT及びFEXT時のSNR値を、FEXT時のSNR値は f 倍、更にNEXT時のSNR値を n 倍の周波数まで拡張して使用する。伝送速度は与えられた伝送速度の値を $f+n$ 倍し、 $(f+n) \times 256$ のキャリアを使用する線路とみなして、図5（B）の如きビット配分方法を用いる。

【0055】データの送信に使用するビット、パワー配分テーブルは、FEXT時に使用するテーブルの場合、FEXT時のSNR値を用いたキャリアのどれか一集合に配分されたビット、パワー配分テーブルを使用する。またNEXT時のテーブルも同様に、NEXT時のSNR値を用いたキャリアのどれか一集合に配分されたテーブルを使用する。例えば、 $(3+2) \times 256 = 1280$ のキャリアを使用するとして計算した図5の場合、ビット、パワー配分テーブル（図5（B））から $0 \sim 255$ のキャリアに相当する部分をFEXT用テーブル、 $768 \sim 1023$ のキャリアに相当する部分をNEXT用テーブルとして使用する。計算された各テーブルは、ATU-RからATU-Cに送信されて、ビット、パワー配分テーブル10に保持されて、下り方向送信時のビット、パワー配分（マッピング）に用いられる。

【0056】図10は図3のステップA2におけるパフォーマンスマージンの計算方法を示すフローである。先ず、各キャリア i の送信電力を $E(i)$ として正規化したSNR (i) を求める（ステップ S10）。そして、この計算されたSNR (i) を降順に並べ替え（ステップ S11）、

$$SNR(i) \geq SNR(i+1)$$

となるように番号の振り替えを行う。尚、全キャリア数 N より小なる i までの全ての番号につき上記不等式は適用される。

【0057】次に、 $k=1$ 、 $KF=KN=0$ 、 $countF=countN=0$ 、 $\gamma_{max}=-\infty$ とする（ステッ

ブS12)。kはカウンタ、 γ_{\max} は現在の最大可能システムパフォーマンスマージン、countF、countNは γ_{\max} を達成するために使用するキャリア数であり、添字のFはFEXT用テーブルの先頭文字Fを、またNはNEXT用テーブルの先頭文字Nを、夫々示している。そして、 $\gamma_F(k)$ 、 $\gamma_N(k)$ の計算を行う(ステップS13)。この $\gamma_F(k)$ 、 $\gamma_N(k)$ の計算式は先の「数1」の式と同一である。

【0058】 $\gamma(k)$ は1キャリアシンボル中に達成可能な最大システムパフォーマンスマージンである。この時、目標達成速度がBtargetであり、総有効コーディングゲインが γ_{eff} であり、希望するビットエラーレートが 10^{-7} 、最良キャリアをk本使用し、現在の幾何平均SNRは先の「数2」の式と同一である。

【0059】また、i番目のキャリアが使用する現在の送信電力 E_i は、

$$E_{i,F} = \min \left\{ \begin{array}{l} \frac{E_{\text{target}}}{K_F} \\ E_{\text{max}i} \end{array} \right.$$

$$E_{i,N} = \min \left\{ \begin{array}{l} \frac{E_{\text{target}}}{K_N} \\ E_{\text{max}i} \end{array} \right.$$

*30

$$b'_{i,F} = \min \left\{ \begin{array}{l} \text{round} \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{\frac{E_{\text{target}}}{\text{count}_F} \text{SNR}(i)}{\Gamma_{\max}} \right) \right\} \\ \text{floor} \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{E_{\text{max}} \cdot \text{SNR}(i)}{\Gamma_{\max}} \right) \right\} \end{array} \right.$$

$$b'_{i,N} = \min \left\{ \begin{array}{l} \text{round} \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{\frac{E_{\text{target}}}{\text{count}_N} \text{SNR}(i)}{\Gamma_{\max}} \right) \right\} \\ \text{floor} \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{E_{\text{max}} \cdot \text{SNR}(i)}{\Gamma_{\max}} \right) \right\} \end{array} \right.$$

を用いて計算する。

【0063】floorは小数点以下切捨てを示し、切捨て

＊で与えられる。ここで、Etargetは送信機により制限される総入力電力である。

【0060】E_{maxi}はi番目のキャリアが送信可能な最大電力であり、これは送信パワーマスクにより決まる。そして、 $\gamma_F(k) > \gamma_{\max}$ または $\gamma_N(k) > \gamma_{\max}$ である場合(ステップS14/YES)、countF=KF、countN=KNとし、 $\gamma_F(k) > \gamma_{\max}$ のときは、 $\gamma_{\max} = \gamma_F(k)$ 、 $\gamma_N(k) > \gamma_{\max}$ のときは、 $\gamma_{\max} = \gamma_N(k)$ とする(ステップS15)。

【0061】そして、 $\gamma_F(k) > \gamma_N(k)$ である場合(ステップS16/YES)にはKF++(ステップS17)、そうでない場合(ステップS16/NO)にはKN++とする(ステップS18)。そして、KF=KN=Nでなければ(ステップS19/NO)、ステップS13へ戻る。ここで、 γ_{\max} は与えられたシステムパラメータにおける最大可能システムパフォーマンスマージンを示しており、countF、countNは γ_{\max} を達成するための最良キャリア数となる。

20 【0062】図11は図3のステップA5におけるビット配分テーブルの計算方法を示すフローである。上述した γ_{\max} 及びcountF、countNを使用し、初期のビット配分テーブル{b'i}を、
【数6】

られた小数点以下の値は、diffiとして、

【数7】

$$b_i = \text{floor} \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{E_{\max} \cdot \text{SNR}(i)}{\Gamma_{\max}} \right) \right\} \text{ の場合には、}$$

$$\text{diff}_i = 0.5$$

その他の場合には、

$$\text{diff}_i = \begin{cases} b_i - \log_2 \left(1 + \frac{E_{\text{target}}}{\text{count}_F} \text{SNR}(i) \right) & (i \in F) \\ b_i - \log_2 \left(1 + \frac{E_{\text{target}}}{\text{count}_N} \text{SNR}(i) \right) & (i \in N) \end{cases}$$

により算出される（ステップS20）。

【0064】ここで Γ_{\max} は、上記「数3」と同一である。また、 P_e はビットエラーレートであり、 N_e は入
力信号コンスタレーションの最も隣接するポイントの数
であり、 Q 関数は上記「数4」と同一である。そして、
 B_{total} を計算する（ステップS21）。この B_{total}
は、現在のビット配分テーブルが1マルチキャリアシ
ンボルにおいてサポートしている総ビット数であり、
 $B_{\text{total}} = \sum b'_i$

である。ここに、 Σ は $i = 0 \sim N-1$ の総和である。

【0065】そして、 $B_{\text{total}} < B_{\text{target}}$ である場合
（ステップS23/YES）、現在のビット配分テー
ブルから1ビット、最大の diff_i 値を持つキャリアのビ
ット配分テーブル $\{b'_i\}$ を1ビット減少させ、 diff_i
 $= \text{diff}_i - 1$ 、 $B_{\text{total}} = B_{\text{total}} - 1$ とする（ステッ
プS24）。また、 $B_{\text{total}} < B_{\text{target}}$ である場合（ス
テップS23/NO）、現在のビット配分テーブルから
1ビット、最小の diff_i 値を持つキャリアのビット配
分テーブル $\{b'_i\}$ を1ビット増加させ、 $\text{diff}_i = \text{diff}_i$
 $+ 1$ 、 $B_{\text{total}} = B_{\text{total}} + 1$ とする（ステップS2
5）。これを、 $B_{\text{total}} = B_{\text{target}}$ （ステップS22/
YES）となるまで繰り返す。

【0066】図12は図3のステップA5におけるパ
ワー配分テーブルの算出方法を示すフローである。先ず、
与えられたビット配分テーブル $\{b'_i\}$ を基に、 P_e
 $(i) = P_{e,i,\text{target}}$ となるように、入力電力 $\{E'_i\}$
を割当てる（ステップS30）。ここで、 P_e
 (i) は i 番目のキャリアのエラー確率、 $P_{e,i,\text{target}}$
は i 番目のキャリアの目標エラー確率である。尚、 $\{E'_i\}$
は i 番目のキャリアが使用する総送信電力であ
る。

【0067】現在の総送信電力 $E_{\text{total},F}$ 及び $E_{\text{total},N}$
を、

【数8】

$$E_{\text{total},F} = \sum_{i \in F} E_i$$

$$E_{\text{total},N} = \sum_{i \in N} E_i$$

として夫々算出する（ステップS31）。ここに、 Σ は
 $i = 0 \sim N-1$ の総和である。

【0068】そして、最終電力分布 $\{E'_i\}$ を再調整
する（ステップS32）。この再調整は、 $E_{\text{target}}/E_{\text{total},F}$
または $E_{\text{target}}/E_{\text{total},N}$ と $E_{\max,i}$ のう
ち小なる値 $E'_{i,F}$ または $E'_{i,N}$ を、

【数9】

$$E'_{i,F} = \min \begin{cases} \frac{E_{\text{target}}}{E_{\text{total},F}} E_i \\ E_{\max,i} \end{cases}$$

$$E'_{i,N} = \min \begin{cases} \frac{E_{\text{target}}}{E_{\text{total},N}} E_i \\ E_{\max,i} \end{cases}$$

とすることで行う。このシステムにおける初期のビット
及びパワー（電力）配分テーブルは、 $\{b'_i\}$ 及び
 $\{E'_i\}$ によって与えられることになる。

【0069】上記の各実施の形態では、下り方向のデー
タ伝送の場合につき述べたが、ATU-R200からA
TU-C100への上り方向のデータ伝送の場合にも、

全く同様であり、図 1 に示した ATU-C100 の構成が ATU-R200 に、ATU-R200 の構成が ATU-C100 に、夫々設けられるものである。

【0070】尚、本発明は上記実施の形態に限定されるものではなく、例えば、ADSL 以外の DMT 通信方式を使用した装置が ISDN と同一ケーブル上に存在する場合や、ISDN 以外の 2 種類以上の周期的な雑音源が同一ケーブル上に存在する場合にも、同様に適用できるものである。

【0071】

【発明の効果】以上述べたように、本発明によれば、伝送線路の雑音量が周期的に変化する場合でも、この周期的変化の雑音に起因して複数存在する SNR 値を、時間的に変化することがなく周波数帯域が増加した一つの線路の SNR 値とみなすことで、周期的に変化する雑音量に対して最大のパフォーマンスマージン値を有するビット配分を得ることができるという効果がある。

【0072】また、本発明によれば、伝送線路の雑音量が周期的に変化する場合でも、この周期的変化の雑音に起因して異なる時間で評価された複数の SNR 値に応じて、与えられた伝送速度を実現し、パフォーマンスマージンを最大にする各キャリアのビット配分を得ることができるという効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の実施の形態を示すブロック図である。

【図 2】TCM-ISDN データと ADSL への雑音状態との関係を示す図である。

【図 3】図 1 のブロックの動作を示すフローチャートである。

【図 4】雑音周期が等間隔の場合のビット配分の例を示す図である。

*【図 5】雑音周期が等間隔でない場合のビット配分の例を示す図である。

【図 6】図 3 のステップ A2 の詳細を示すフロー図である。

【図 7】図 3 のステップ A5 のビット配分の計算方法を示すフロー図である。

【図 8】図 3 のステップ A5 のパワー配分の計算方法を示すフロー図である。

10 【図 9】雑音周期が等間隔の場合のビット配分の他の例を示す図である。

【図 10】図 3 のステップ A2 の詳細の他の例を示すフロー図である。

【図 11】図 3 のステップ A5 のビット配分の計算方法の他の例を示すフロー図である。

【図 12】図 3 のステップ A5 のパワー配分の計算方法の他の例を示すフロー図である

【図 13】従来のビット配分の例を示す図である。

【図 14】遠端漏話及び近端漏話の発生例を示す図である。

20 【符号の説明】

1 下り方向伝送速度送信部

2 下り方向 SNR 評価部

3 SNR 値

4 パフォーマンスマージン計算部

5 伝送速度選択部

6 ビット、パワー配分テーブル送信部

7、10 ビット、パワー配分テーブル

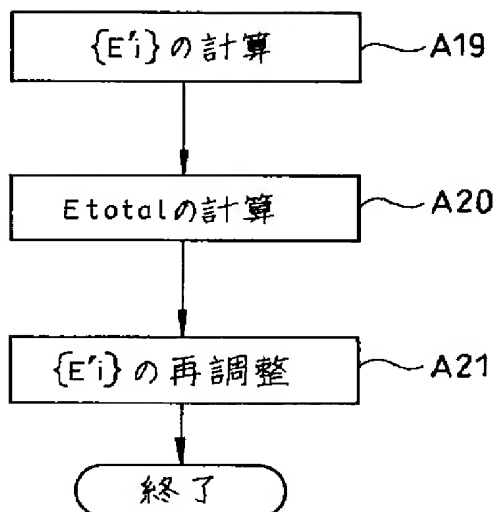
8 速度適応アルゴリズム

9 選択伝送速度記憶部

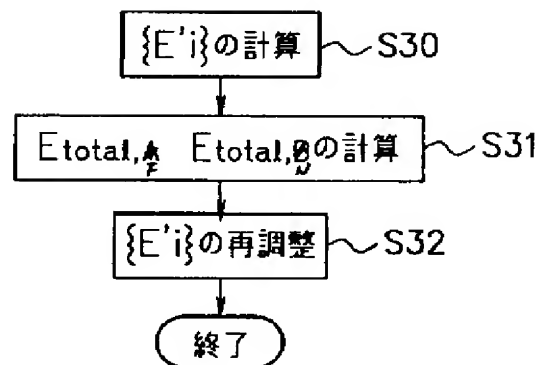
100 ATU-C (中央局)

200 ATU-R (端末)

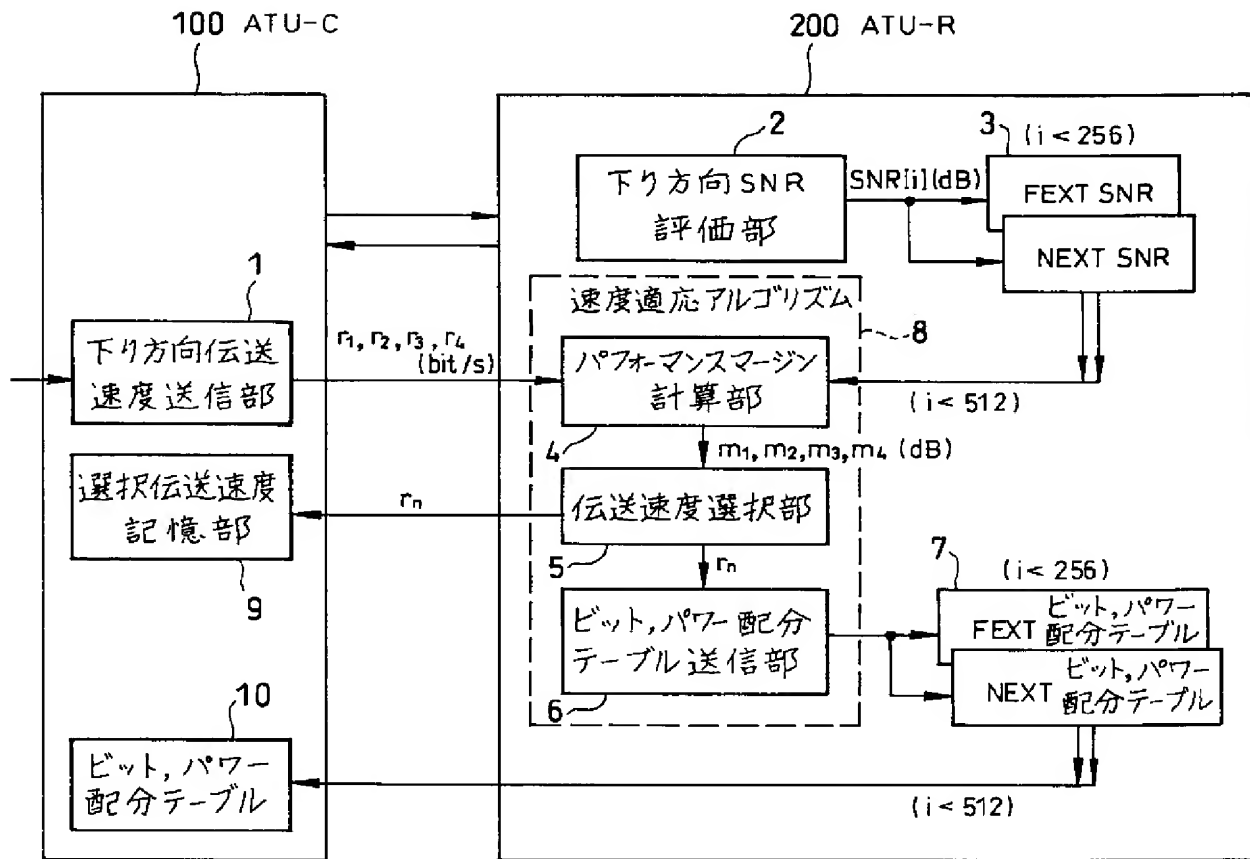
【図 8】



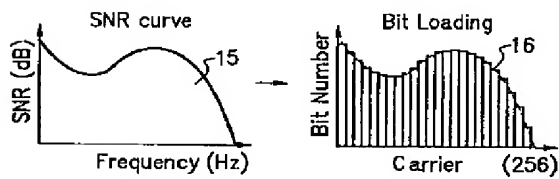
【図 12】



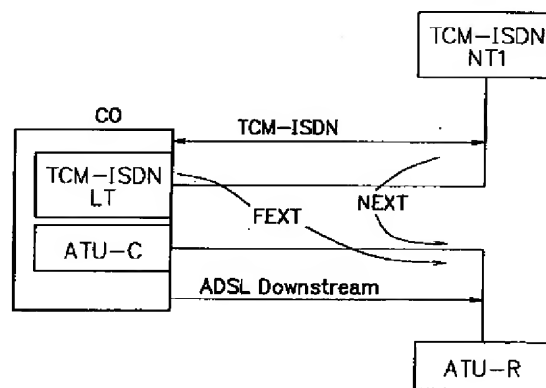
【図1】



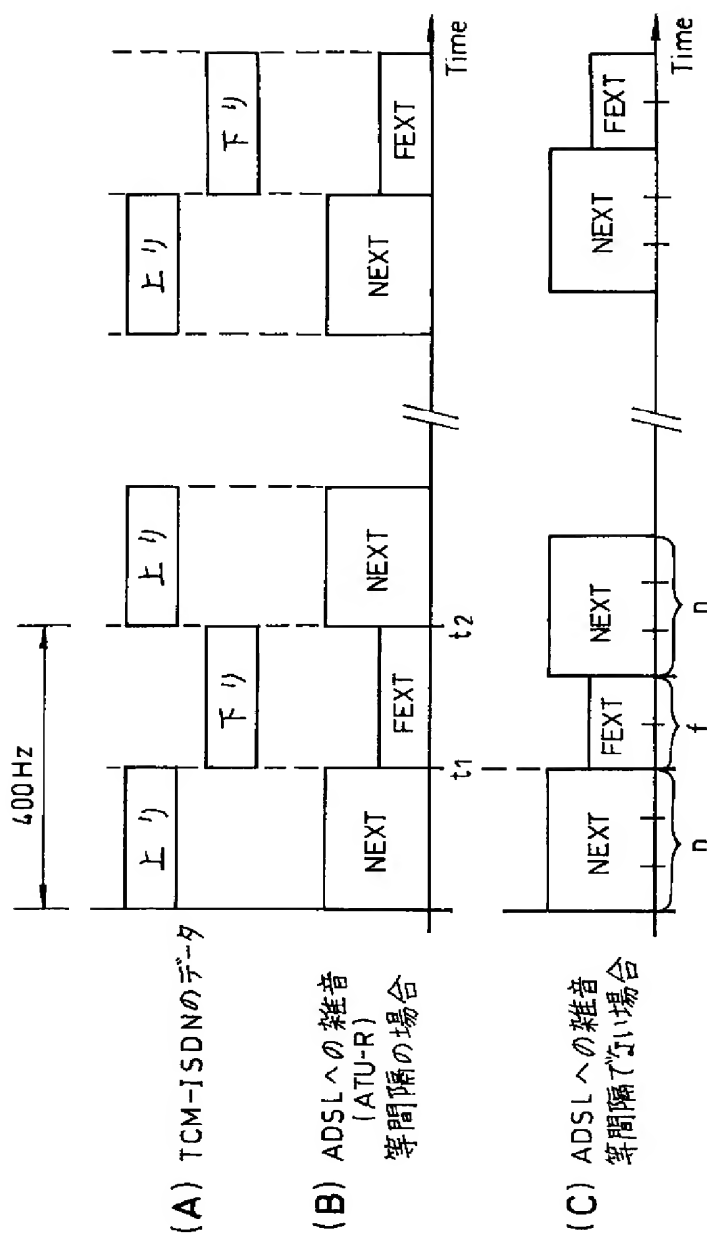
【図13】



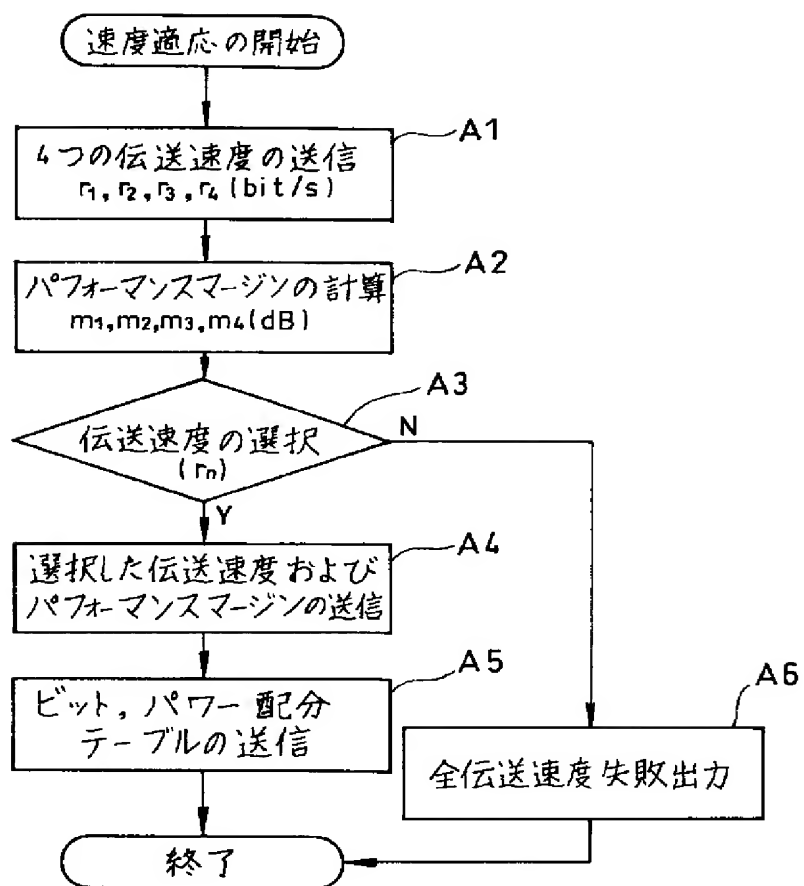
【図14】



【図2】

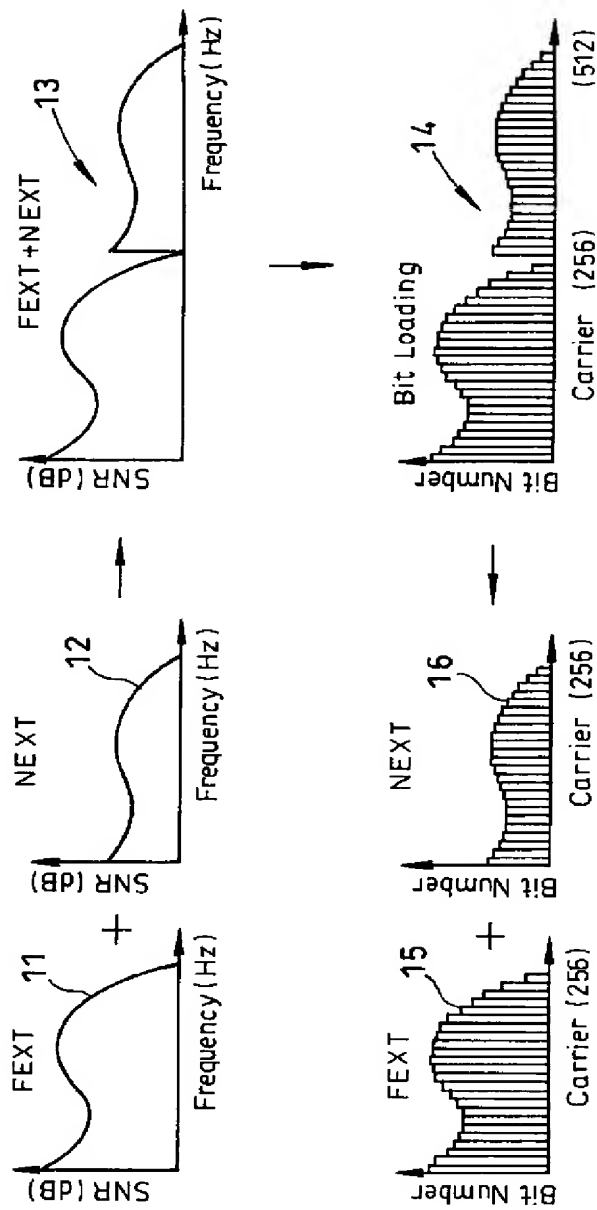


【図3】



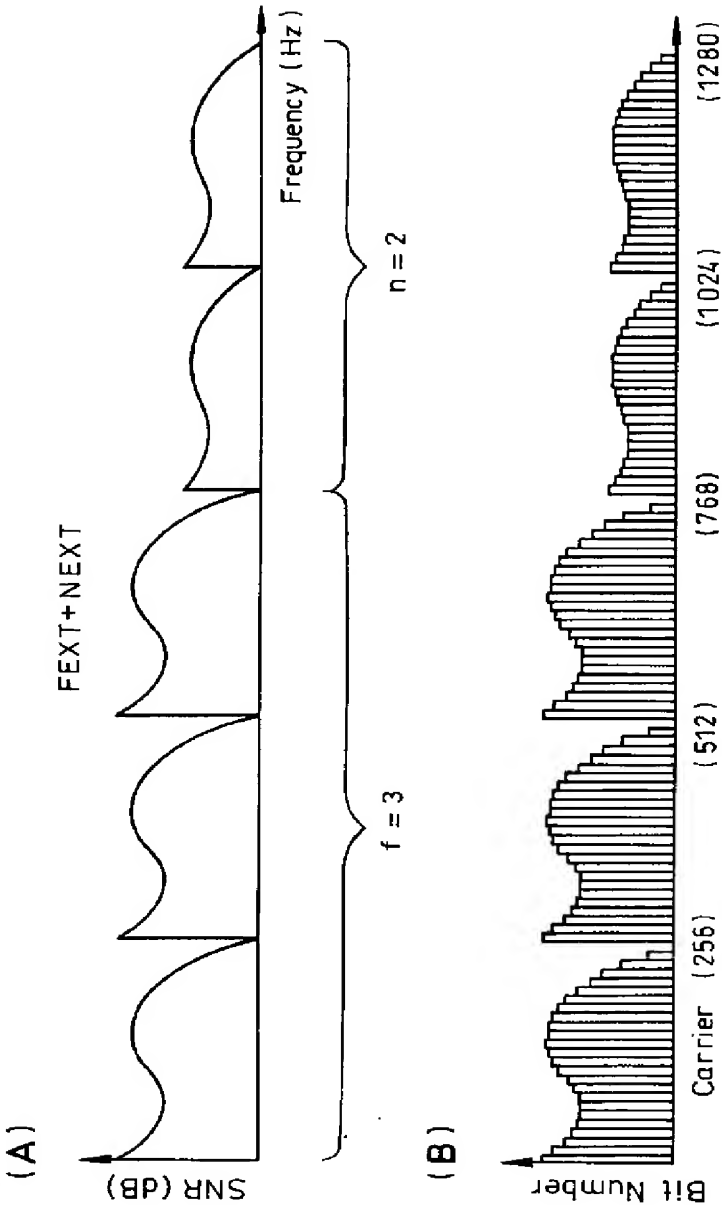
【図4】

雑音周期が等間隔である場合のBit配分の一例

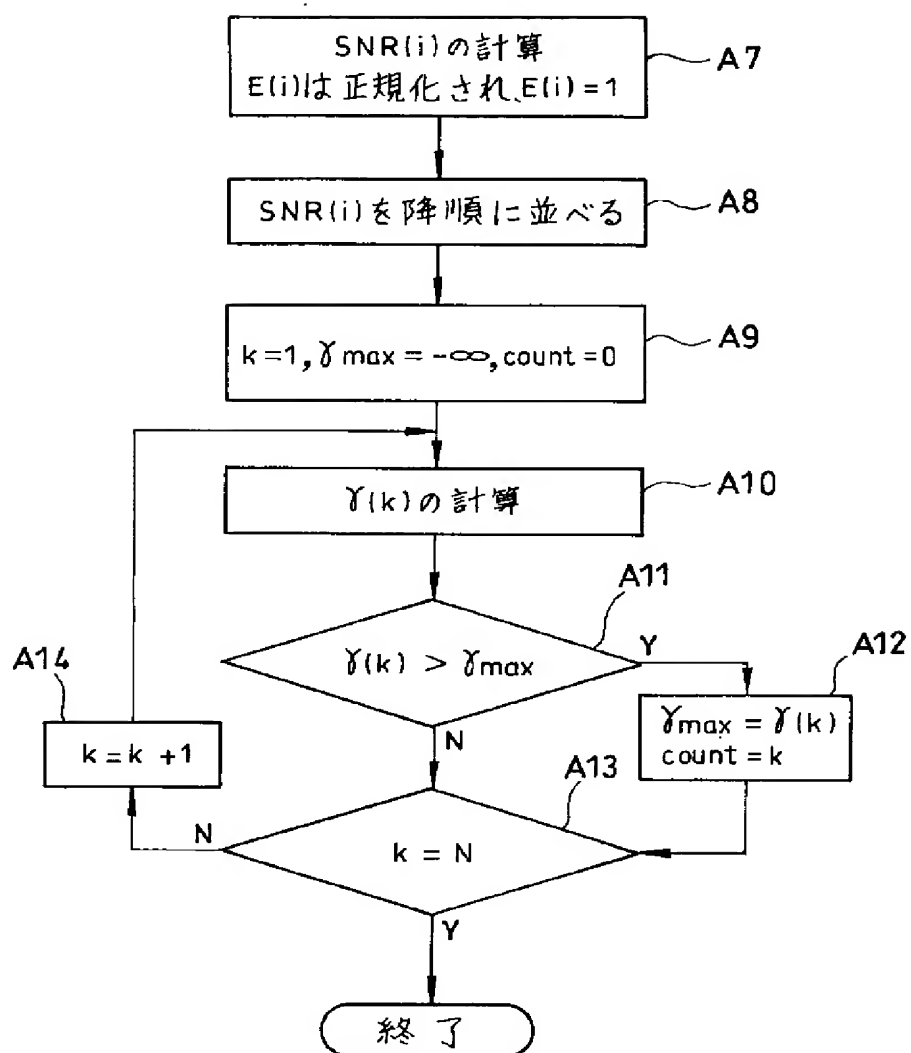


雑音期間が等間隔でない場合のBit配分の一例

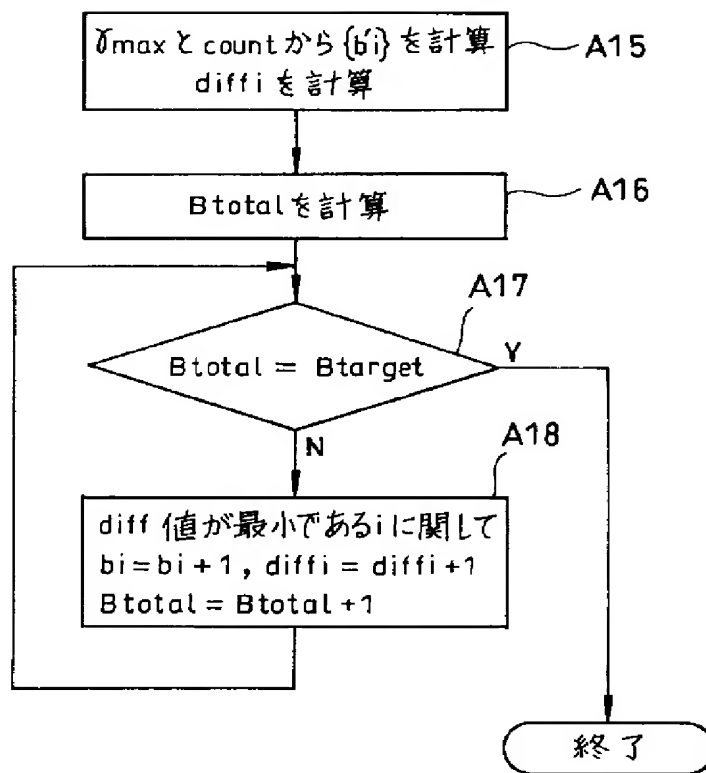
【図5】



【図6】

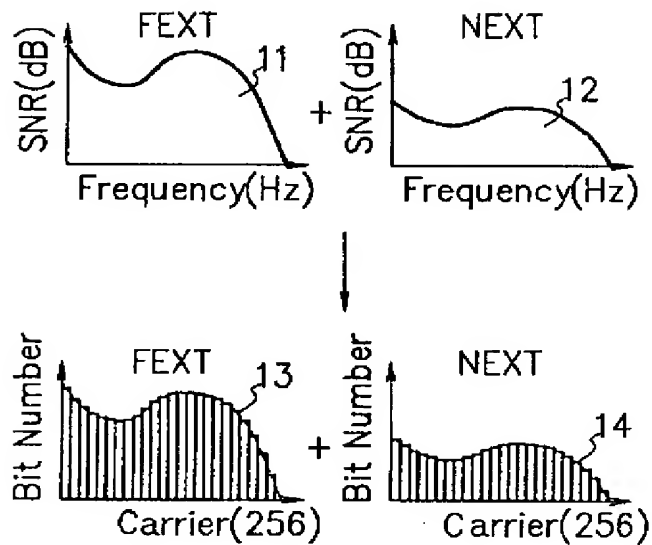


【図7】

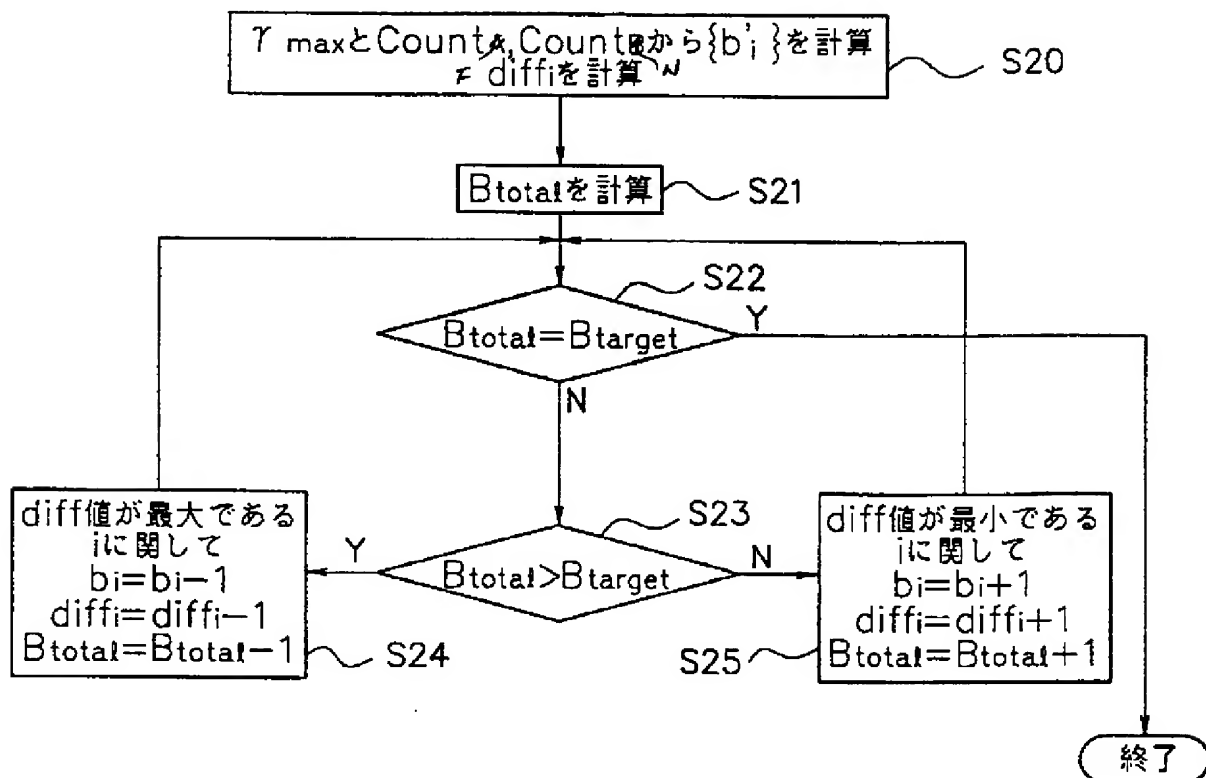


【図9】

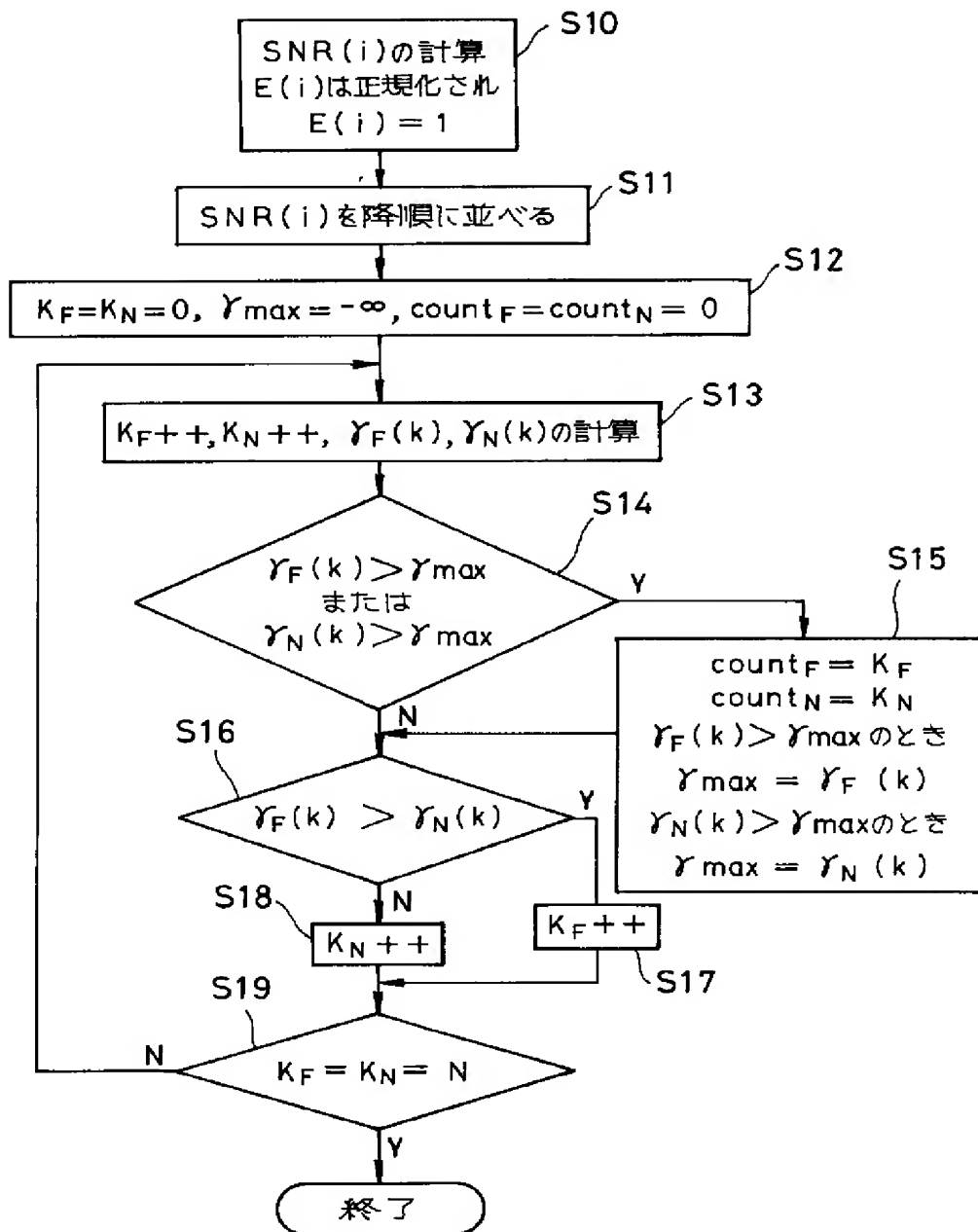
雑音周期が等間隔である場合のビット配分の一例



【図11】



【図10】



【手続補正書】

【提出日】平成11年11月29日(1999. 11. 29)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】請求項1

【補正方法】変更

【補正内容】

【請求項1】 周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送システムであって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時間でマルチキャリアの各キャリア

の信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価手段と、前記複数種の信号対雑音比の組を、周期的に変化することのない同一時間の異なる周波数で評価された1つの信号対雑音比の組とし、この1つの信号対雑音比の組に応じて前記各キャリアのビット配分をなすビット配分手段とを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送システム。

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】請求項5

【補正方法】変更

【補正内容】

【請求項5】 周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送システムであって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時間でマルチキャリアの各キャリアの信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価手段と、前記マルチキャリアの総送信電力に制限がある条件下において、前記複数種の信号対雑音比の組の各値に応じて、与えられた伝送速度を実現し、パフォーマンスマージンを最大にするような前記各キャリアのビット配分をなすビット配分手段とを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送システム。

【手続補正3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】請求項15

【補正方法】変更

【補正内容】

【請求項15】 周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送方法であって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時間でマルチキャリアの各キャリアの信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価ステップと、前記複数種の信号対雑音比の組を、周期的に変化することのない同一時間の異なる周波数で評価された1つの信号対雑音比の組とし、この1つの信号対雑音比の組に応じて前記各キャリアのビット配分をなすビット配分ステップとを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送方法。

【手続補正4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】請求項19

【補正方法】変更

【補正内容】

【請求項19】 周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送方法であって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時間でマルチキャリア

の信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価ステップと、前記マルチキャリアの総送信電力に制限がある条件下において、前記複数種の信号対雑音比の組の各値に応じて、与えられた伝送速度を実現し、パフォーマンスマージンを最大にするような前記各キャリアのビット配分をなすビット配分ステップとを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送方法。

【手続補正5】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0010

【補正方法】変更

【補正内容】

【0010】ところが、このデュアルビットマップ方式では伝送線路のSNR値が複数存在するため、上位層から与えられたビットレート（伝送速度）から従来の方法でビット配分を行うことはできない。即ち、測定したSNR値に基づいて各キャリアが最大なパフォーマンスマージンを持つように、与えられたビットレートを2種類の伝送速度に分配し、更にビット数を各キャリアに配分する必要がある。

【手続補正6】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0014

【補正方法】変更

【補正内容】

【0014】

【課題を解決するための手段】本発明によれば、周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送システムであって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時間でマルチキャリアの各キャリアの信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価手段と、前記複数種の信号対雑音比の組を、周期的に変化することのない同一時間の異なる周波数で評価された1つの信号対雑音比の組とし、この1つの信号対雑音比の組に応じて前記各キャリアのビット配分をなすビット配分手段とを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送システムが得られる。

【手続補正7】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0016

【補正方法】変更

【補正内容】

【0016】本発明によれば、周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送システムであって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時間でマルチキャリア

アの各キャリアの信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価手段と、前記マルチキャリアの総送信電力に制限がある条件下において、前記複数種の信号対雑音比の組の各値に応じて、与えられた伝送速度を実現し、パフォーマンスマージンを最大にするような前記各キャリアのビット配分をなすビット配分手段とを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送システムが得られる。

【手続補正8】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0019

【補正方法】変更

【補正内容】

【0019】本発明によれば、周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送方法であって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時間でマルチキャリアの各キャリアの信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価ステップと、前記複数種の信号対雑音比の組を、周期的に変化することのない同一時間の異なる周波数で評価された1つの信号対雑音

比の組とし、この1つの信号対雑音比の組に応じて前記各キャリアのビット配分をなすビット配分ステップとを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送方法が得られる。

【手続補正9】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0021

【補正方法】変更

【補正内容】

【0021】本発明によれば、周期的に変化する複数種の雑音環境下において第一及び第二の通信局相互間でマルチキャリア伝送方式によるデータ伝送を行うようにしたマルチキャリア伝送方法であって、前記複数種の各雑音環境下に夫々対応した異なる時間でマルチキャリアの各キャリアの信号対雑音比を評価して複数種の信号対雑音比の組を得る信号対雑音比評価ステップと、前記マルチキャリアの総送信電力に制限がある条件下において、前記複数種の信号対雑音比の組の各値に応じて、与えられた伝送速度を実現し、パフォーマンスマージンを最大にするような前記各キャリアのビット配分をなすビット配分ステップとを含むことを特徴とするマルチキャリア伝送方法が得られる。



US006510184B1

(12) **United States Patent**
Okamura

(10) **Patent No.:** **US 6,510,184 B1**
(45) **Date of Patent:** **Jan. 21, 2003**

(54) **MULTI-CARRIER TRANSMISSION SYSTEM AND METHOD THEREOF**

(75) Inventor: **Yusaku Okamura, Tokyo (JP)**

(73) Assignee: **NEC Corporation, Tokyo (JP)**

(*) Notice: Subject to any disclaimer, the term of this patent is extended or adjusted under 35 U.S.C. 154(b) by 0 days.

JP	8-84162	3/1996
JP	9-51328	2/1997
JP	9-153905	6/1997
JP	9-275387	10/1997
JP	9-321809	12/1997
JP	10-503624	3/1998
JP	10-247955	9/1998
JP	11-168515	6/1999
JP	11-331106 A	11/1999
WO	98/57472	12/1998

* cited by examiner

(21) Appl. No.: **09/258,259**

(22) Filed: **Feb. 26, 1999**

(30) **Foreign Application Priority Data**

Feb. 27, 1998	(JP)	10-046535
Jun. 19, 1998	(JP)	10-173723
Dec. 24, 1998	(JP)	10-366982

(51) **Int. Cl.**⁷ **H04K 1/10**

(52) **U.S. Cl.** **375/260; 370/480**

(58) **Field of Search** **375/260, 259, 375/296, 295, 285, 224, 225, 227, 240, 219; 370/480, 485, 493**

(56) **References Cited**

U.S. PATENT DOCUMENTS

5,479,447 A	12/1995	Chow et al.
5,636,246 A	6/1997	Tzannes et al.
6,229,855 B1 *	5/2001	Takatori et al.
6,317,495 B1 *	11/2001	Gaikwad et al.

FOREIGN PATENT DOCUMENTS

AU	B-58328/96	1/1997
EP	0 753 948 A1	1/1997

Primary Examiner—Jean Corrielus

(74) *Attorney, Agent, or Firm*—Sughrue Mion, PLLC

(57) **ABSTRACT**

A multi-carrier transmission system and a method thereof employing a bit distribution method capable of solving the problem set forth above by regarding a plurality of SNR values evaluated at different timings as one SNR value evaluated at different frequency at the same timing and is capable of solving the problem set forth above by realizing a given transmission speed depending upon a plurality of SNR values evaluated at different timings and thus maximizing performance margin. The multi-carrier transmission system has signal to noise ratio evaluating means for obtaining a plurality of sets of signal to noise ratio by evaluating signal to noise ratio of each of the multi-carriers at different timing respectively corresponding to a plurality of kinds of noise environments, and bit distribution means for performing bit distribution of each carrier depending upon one set of signal to noise ratio with taking a plurality of sets of signal to noise ratios as one set of signal to noise ratio evaluated on different frequency at the same timing.

35 Claims, 13 Drawing Sheets

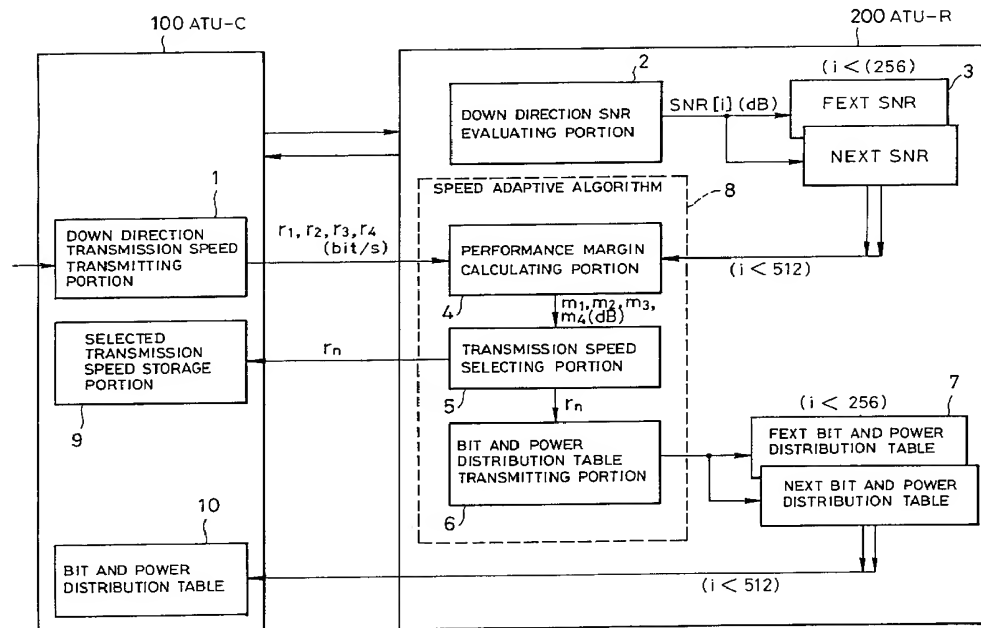


FIG. 1

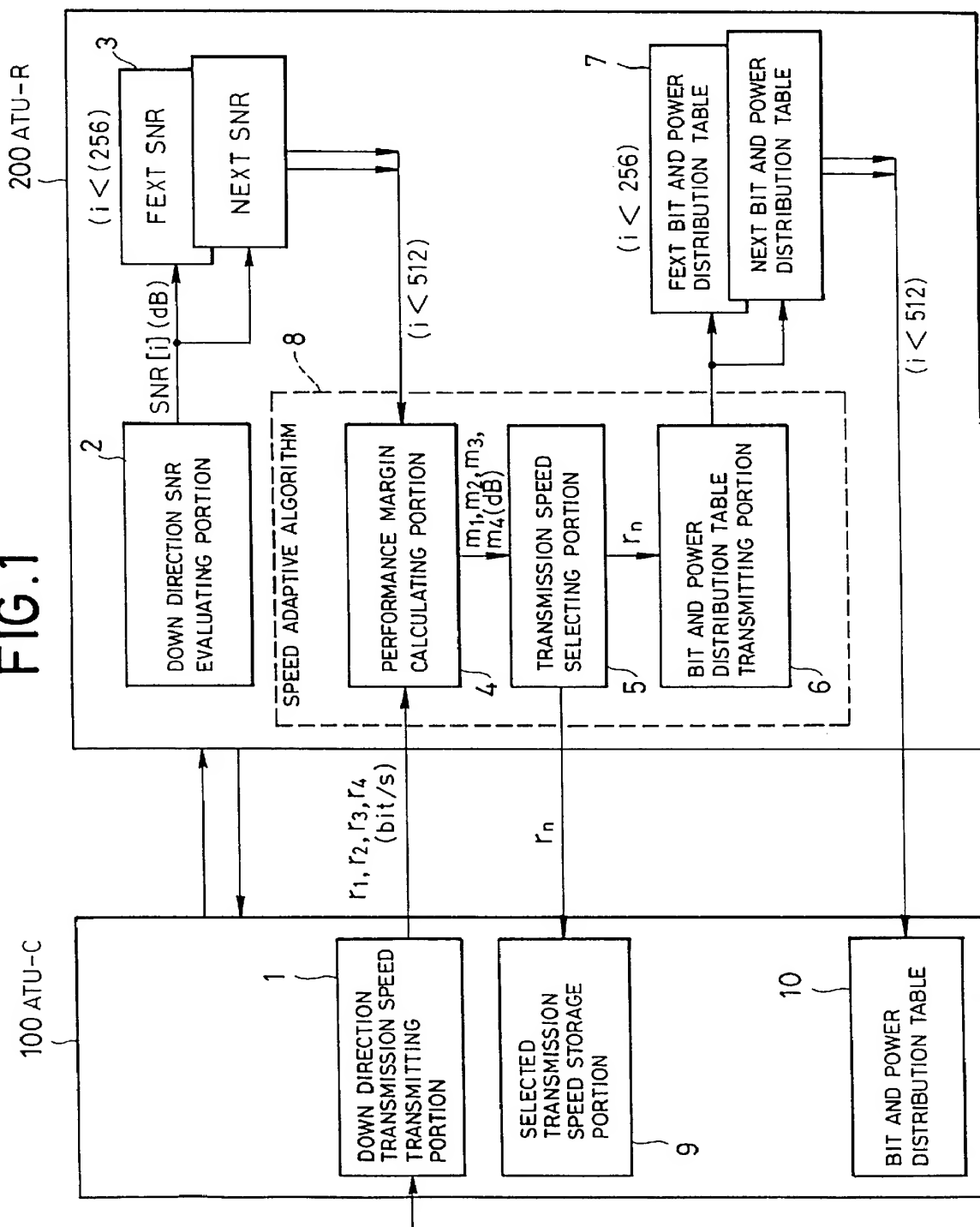


FIG. 2

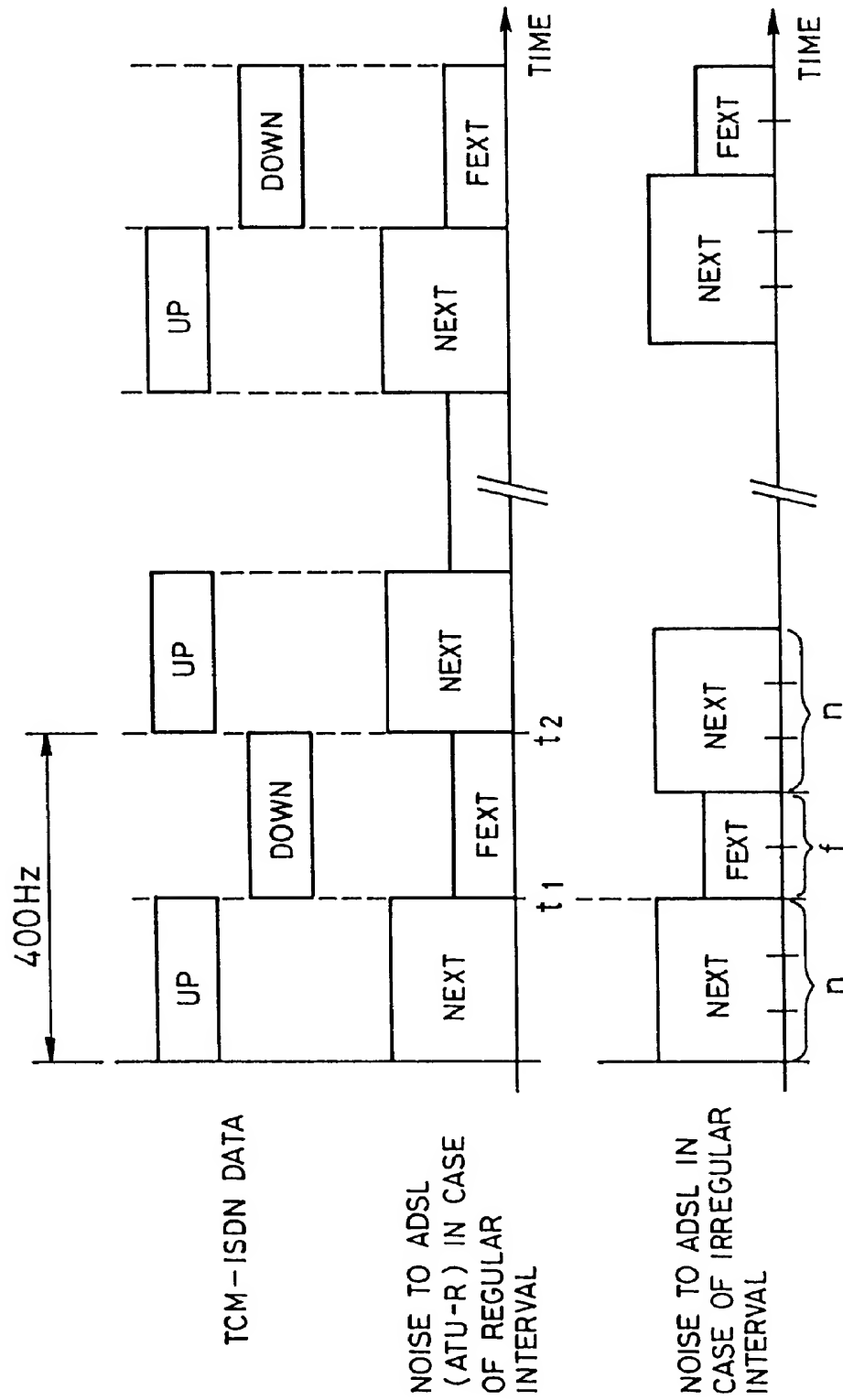


FIG. 3

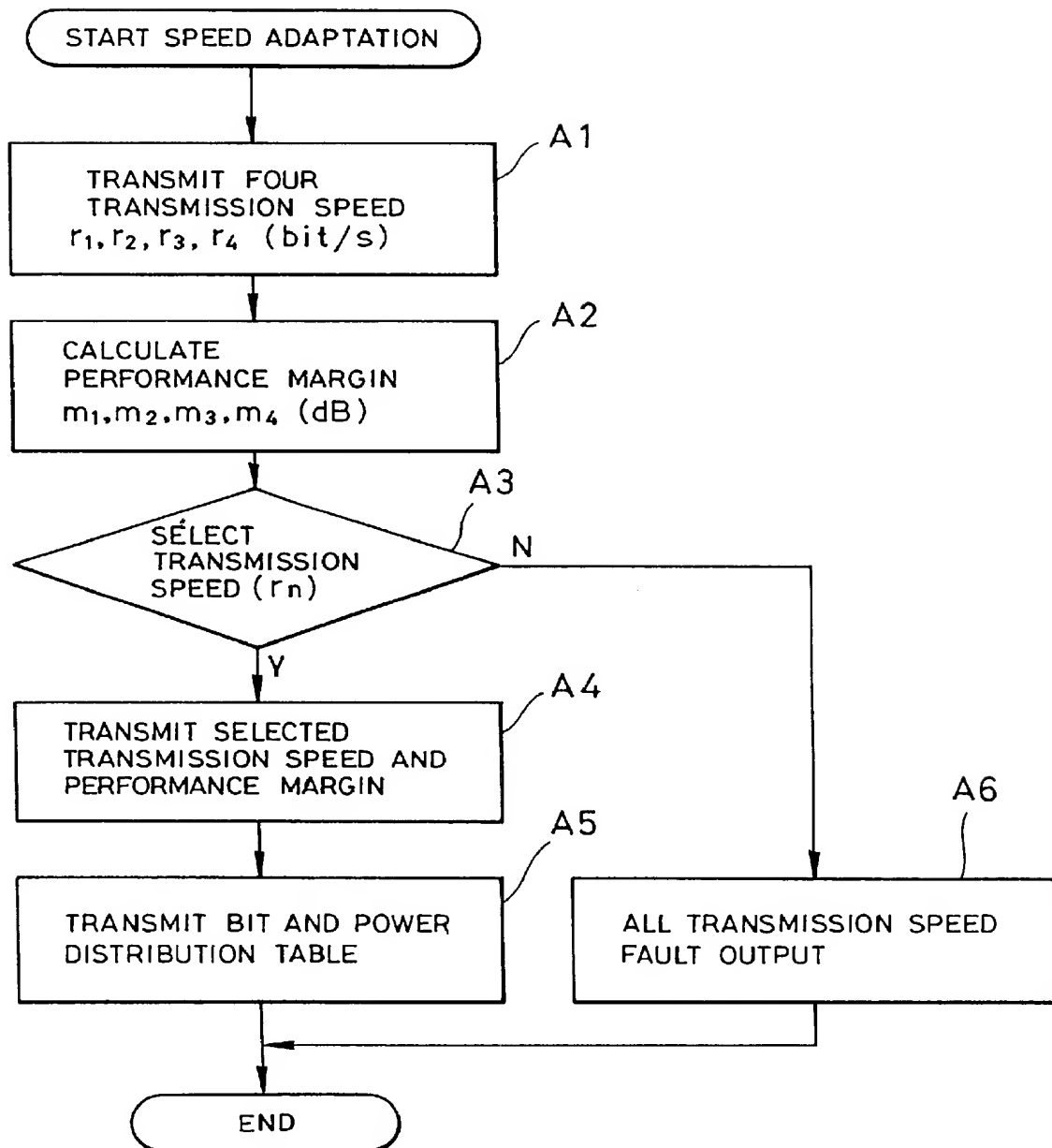


FIG. 4

ONE EXAMPLE OF BIT DISTRIBUTION IN THE CASE WHERE INTERVAL OF NOISE PERIOD IS EQUAL

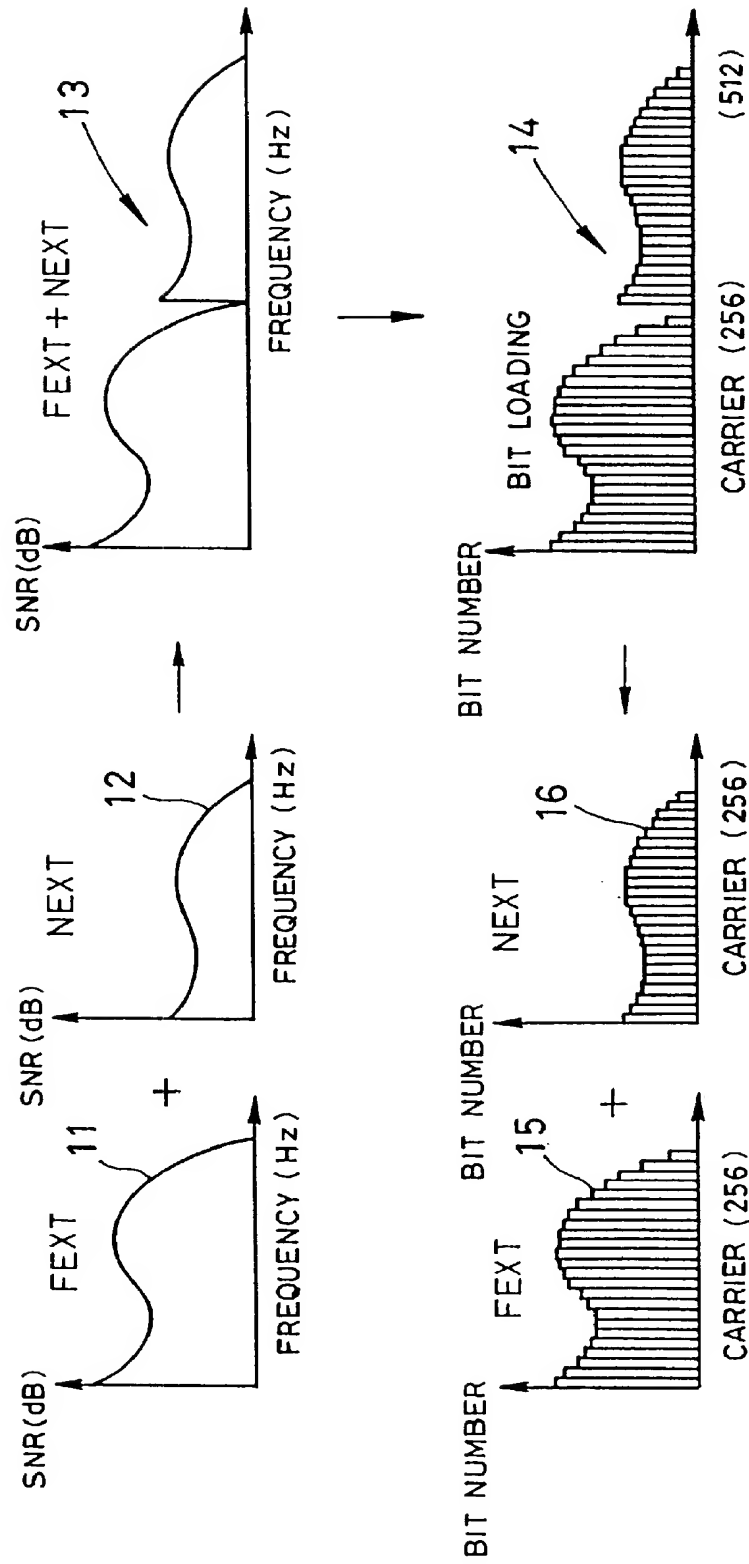


FIG. 5

ONE EXAMPLE OF BIT DISTRIBUTION IN THE CASE WHERE INTERVAL OF NOISE PERIOD IS NOT EQUAL

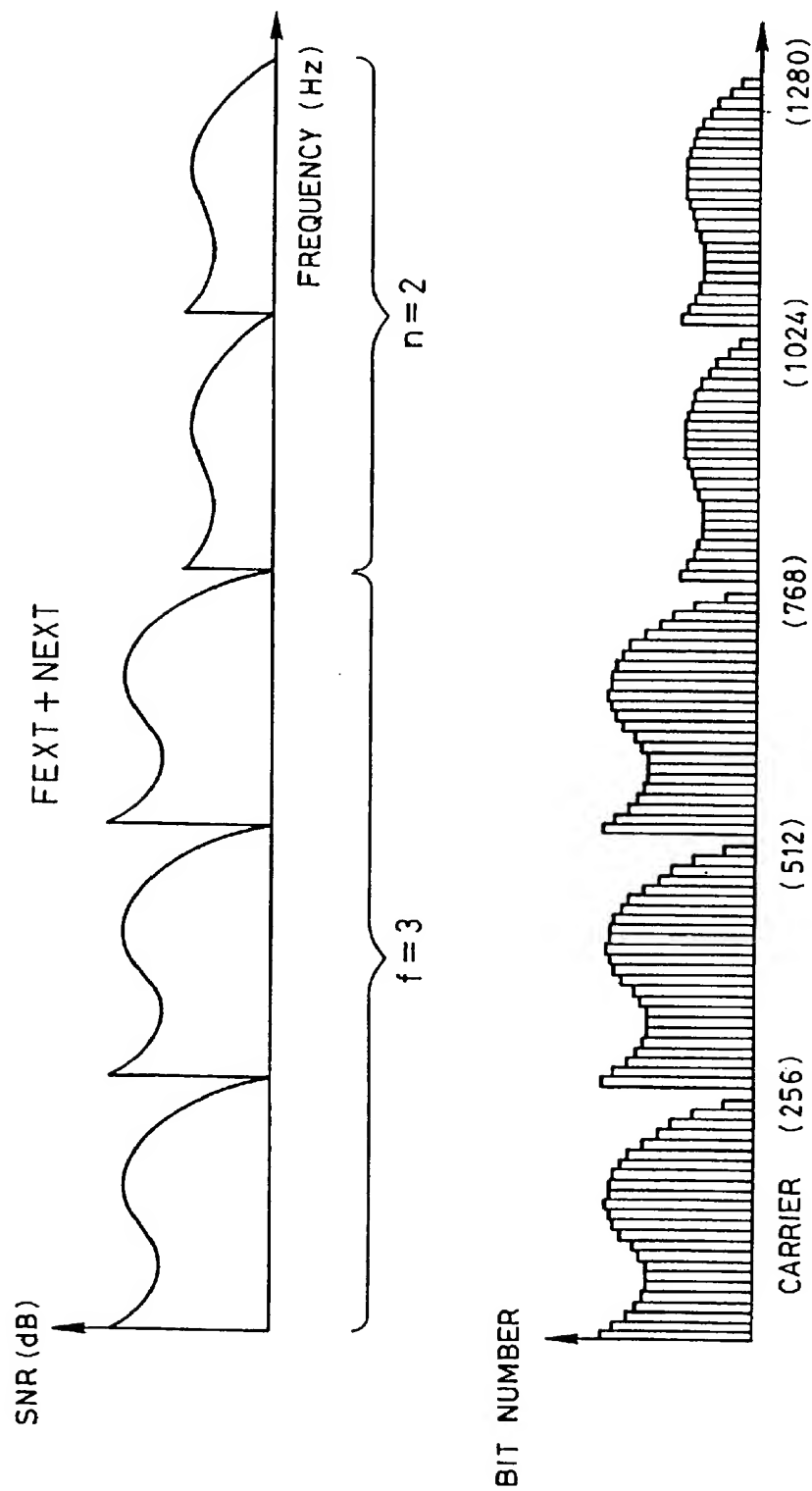


FIG. 6

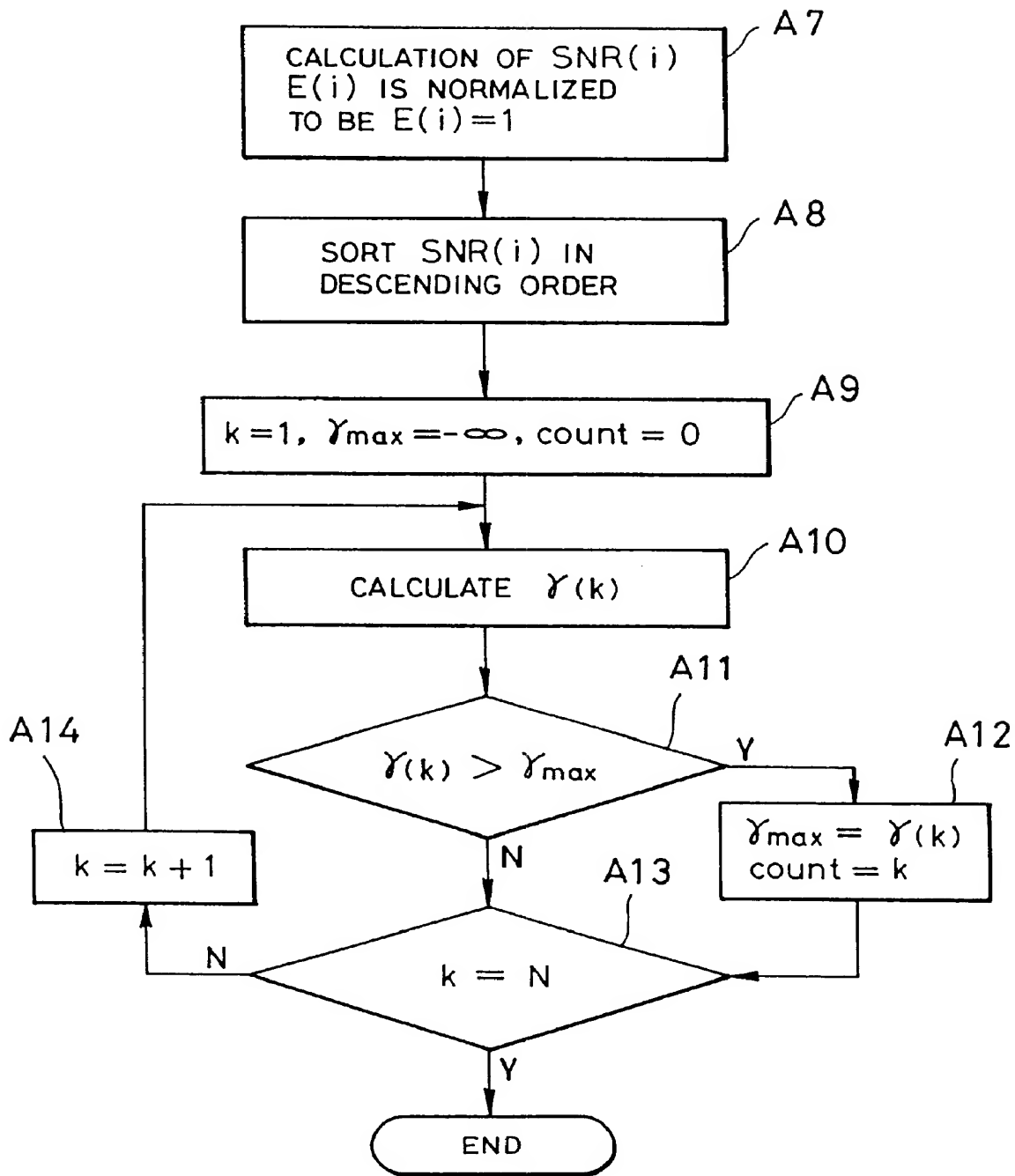


FIG. 7

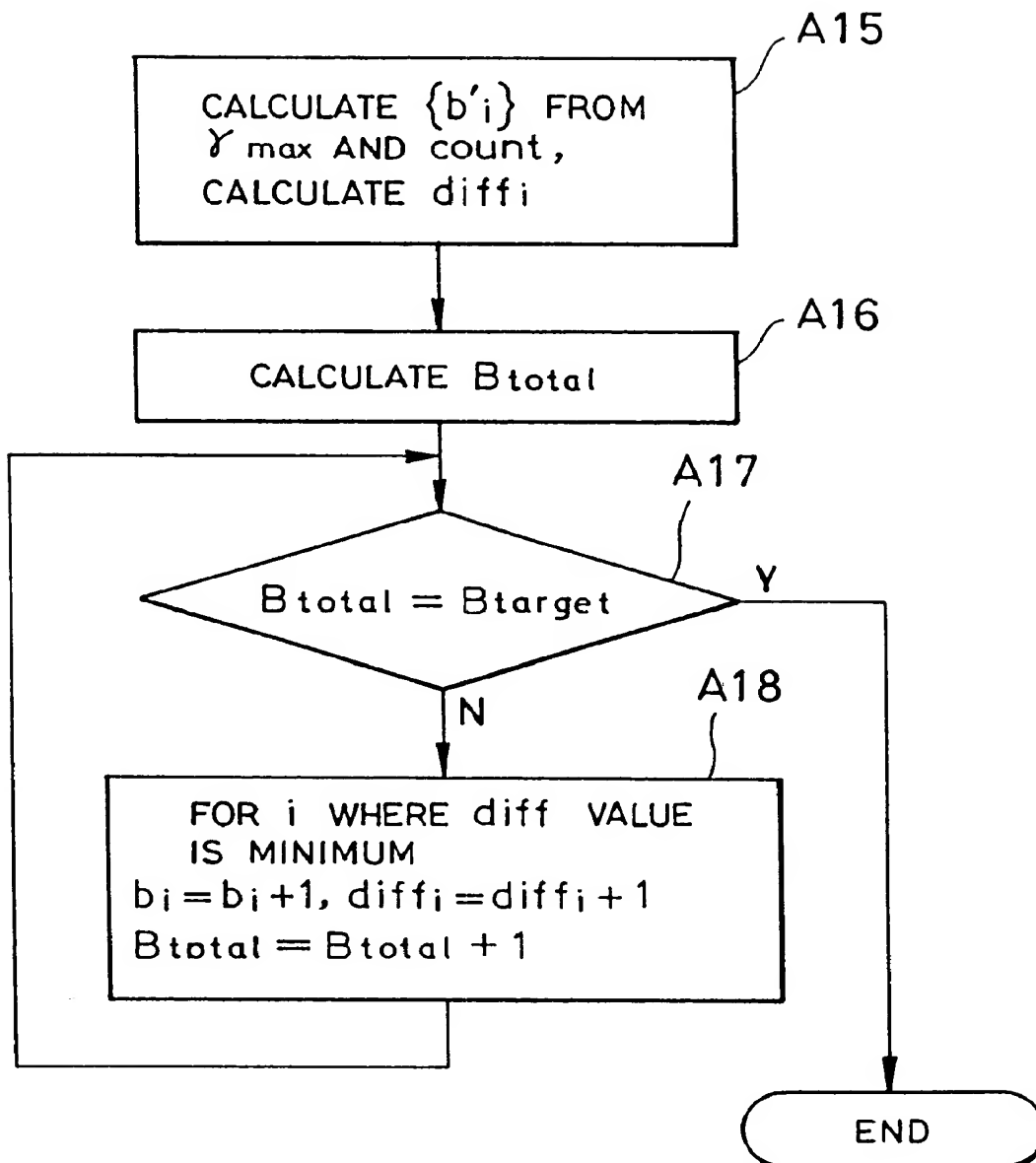


FIG. 8

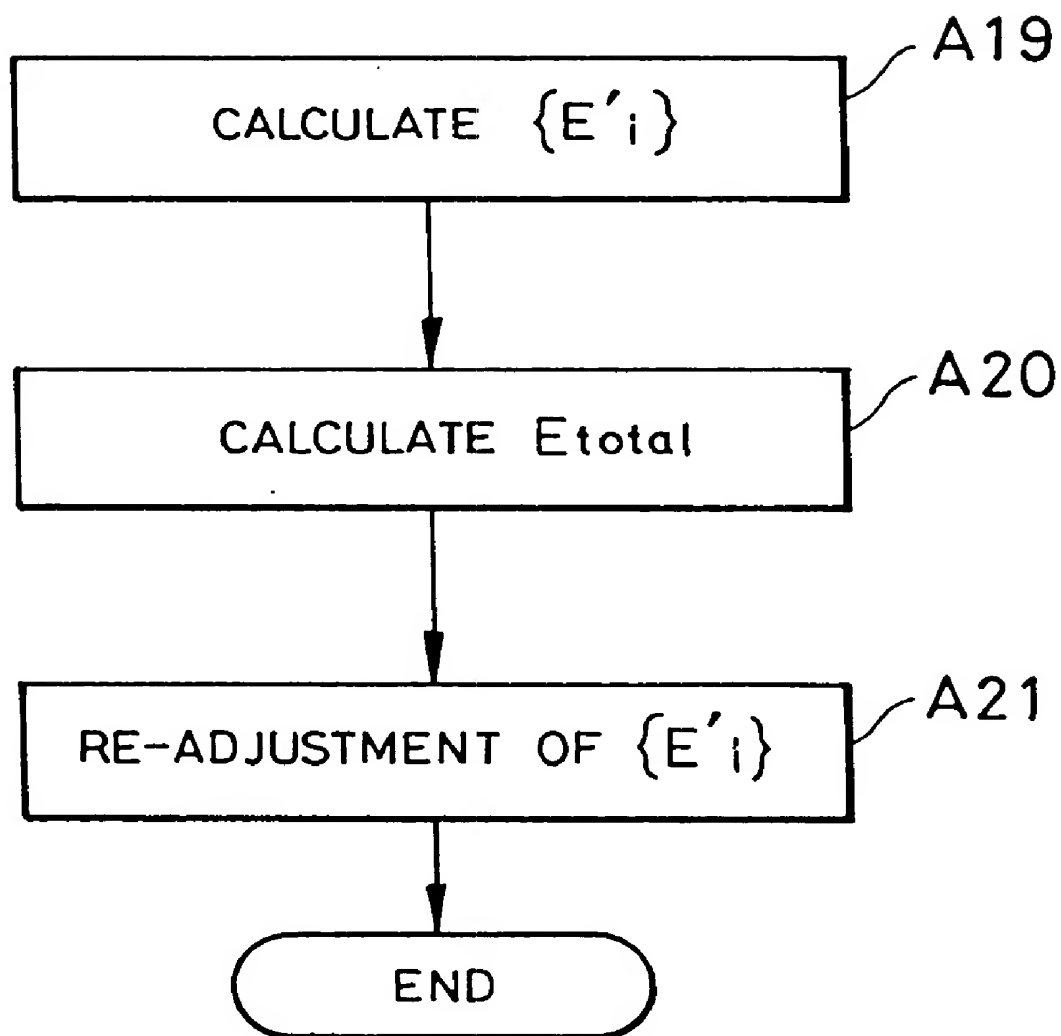


FIG. 9

ANOTHER EXAMPLE OF BIT DISTRIBUTION IN THE
CASE WHERE NOISE PERIOD IS EQUAL INTERVAL

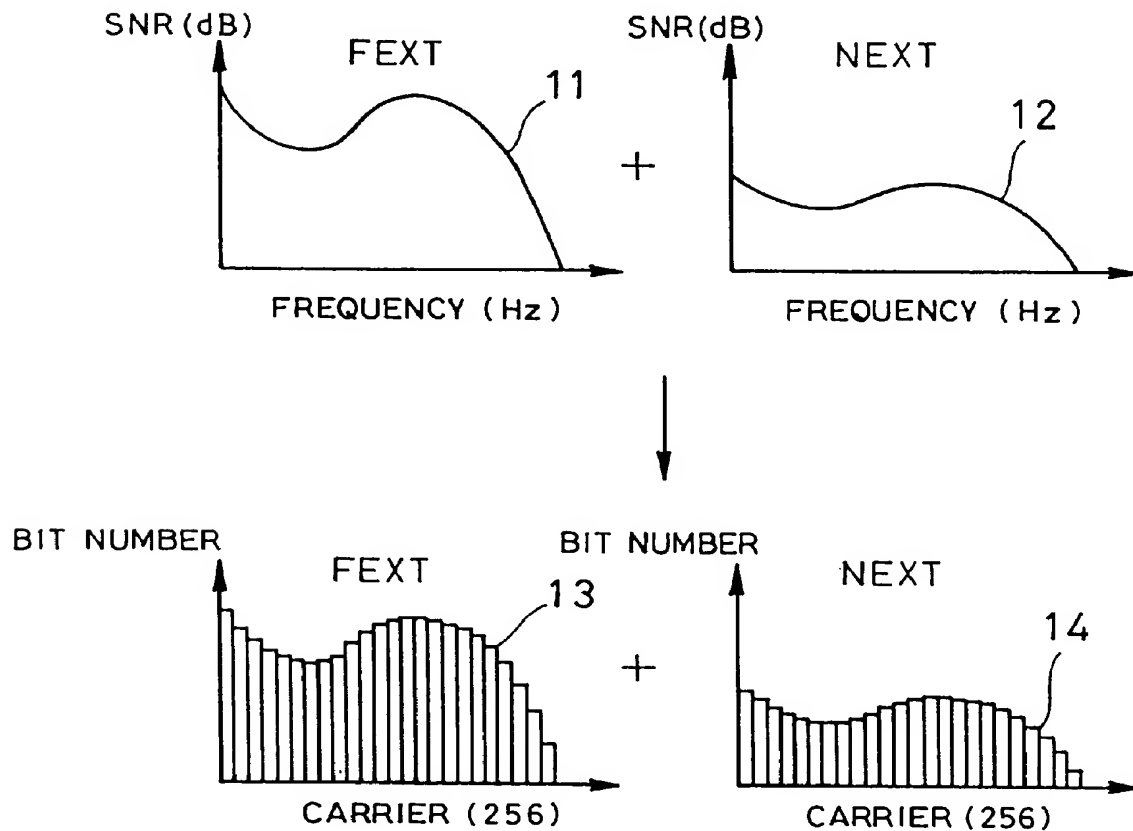


FIG. 10

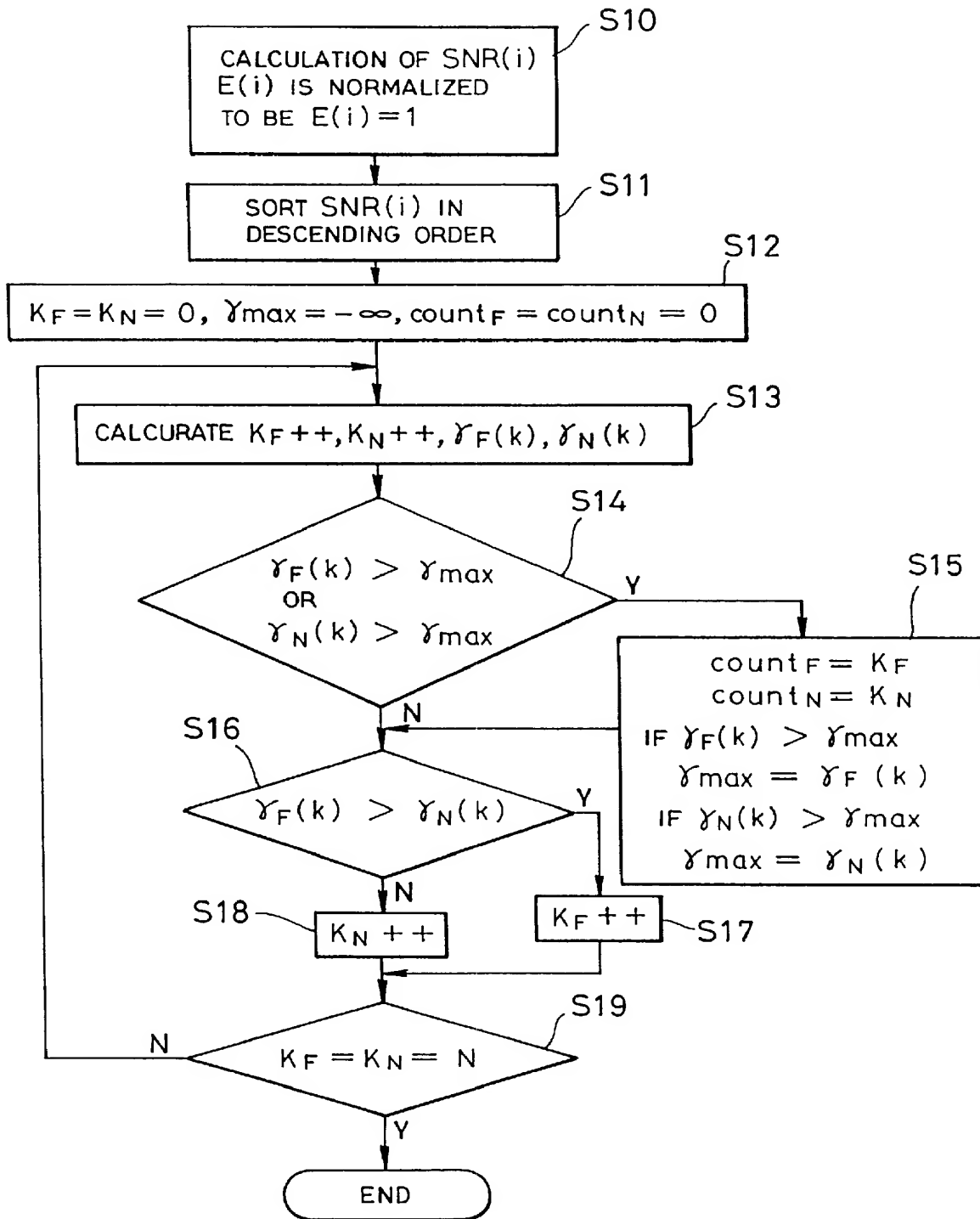


FIG. 11

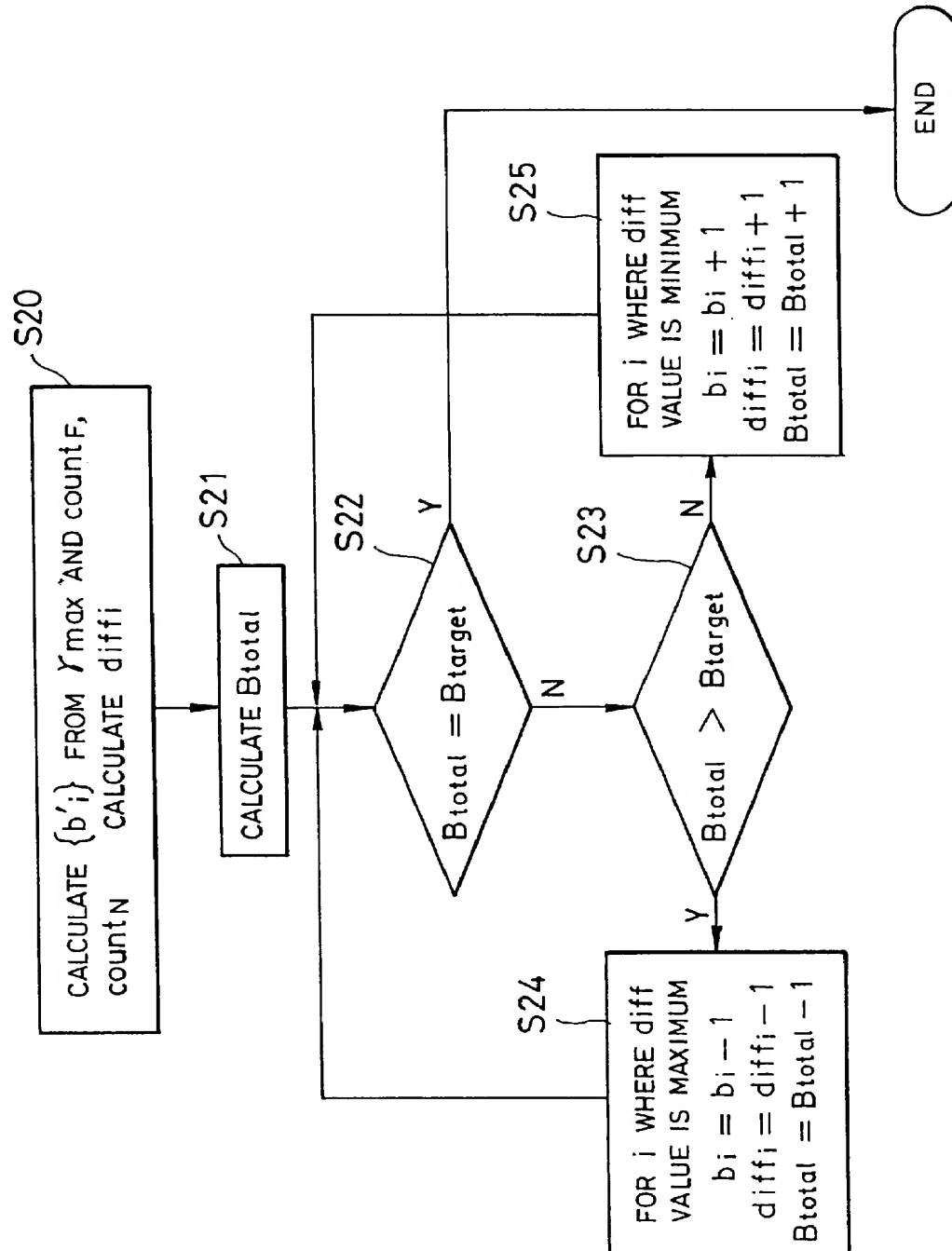


FIG. 12

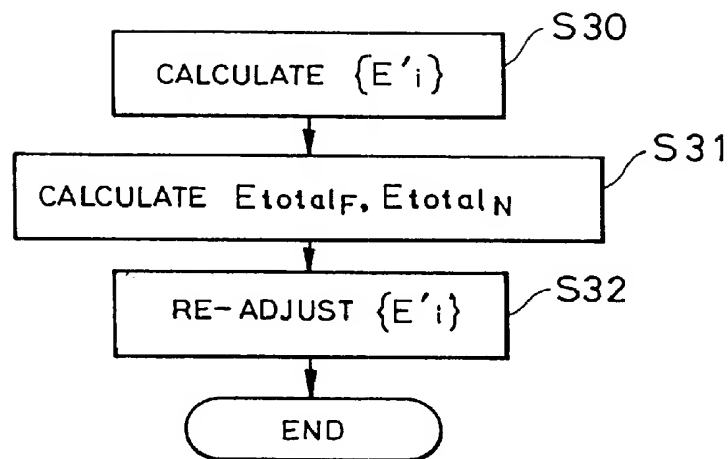


FIG. 13

PRIOR ART

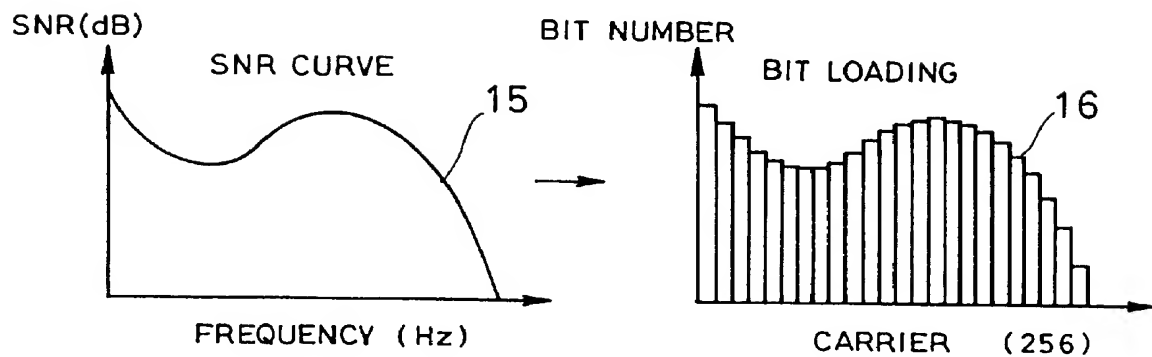
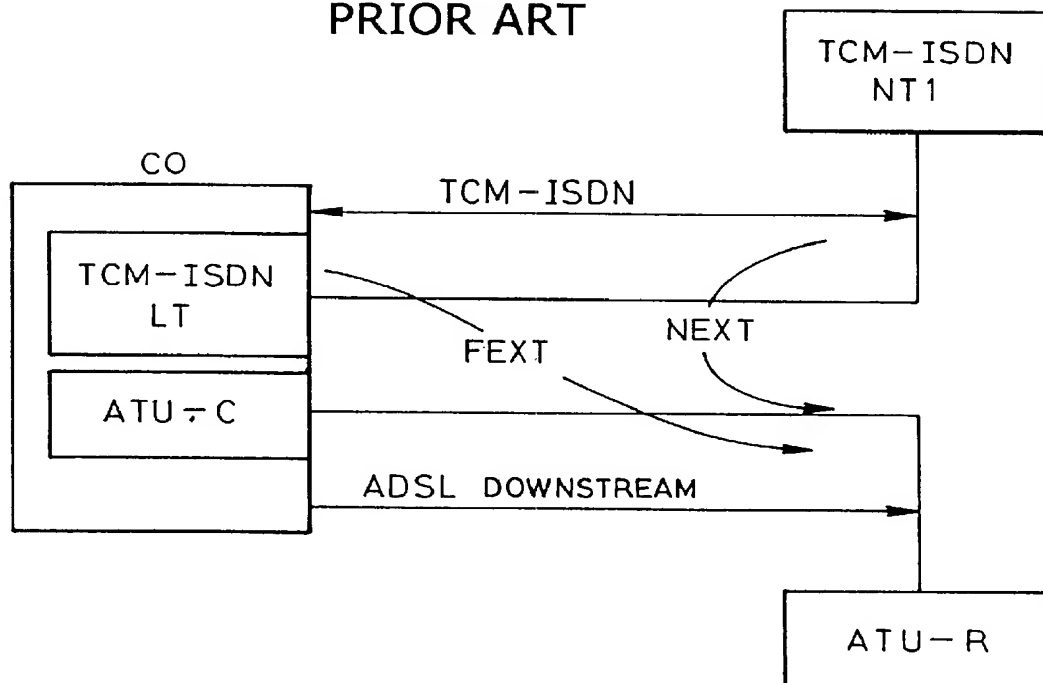


FIG. 14

PRIOR ART



MULTI-CARRIER TRANSMISSION SYSTEM AND METHOD THEREOF

BACKGROUND OF THE INVENTION

1. Field of the Invention

The present invention relates generally to a multi-carrier transmission system and a transmission method. More particularly, the invention relates to a multi-carrier transmission system and a transmission method known as Discrete Multi-Tone (DMT) modulation system.

2. Description of the Related Art

A typical example of the conventional DMT type multi-carrier transmission system, there has been a technology disclosed in U.S. Pat. No. 5,479,447 to Chow et al.

An Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) unit to be employed in the DMT system is designed to perform modulation for a plurality of carriers by Quadrature Amplitude Modulation (QAM) and to transmit the modulated carriers by multiplexing using Inverse Fast Fourier Transform (IFFT). On the receiver side, each carrier is extracted from the multiplexed reception signal using FFT to demodulate into the QAM modulated signal.

In such case, a signal to noise ratio (SNR) of each carrier is measured for bit distribution for each of a plurality of carriers, and the bit distribution is derived according to the measured SNR. For example, as identified by **15** in FIG. **13**, the frequency on the horizontal axis is each carrier to be used or transmission. A frequency band of each carrier is 4.3125 Hz and total number of the frequency bands is 256. Each of these values is not specific and limitative. Upon data transmission, the carriers are modulated respectively. At this time, a value of SNR is evaluated to derive bit distribution according to the evaluated SNR. In this case, in evaluation of SNR, respective SNR values are derived at respective frequency bands of the carriers.

Each carrier performs transmission at a bit number according to each of bit distributions thus determined. The bit number is determined on the basis of the evaluated SNR so that a given transmission speed can be satisfied and a performance margin becomes maximum.

One example of a method for calculating the bit distribution to provide the maximum performance margin in the transmission speed in the conventional DMT type ADSL technology, has been disclosed in the above-identified U.S. Pat. No. 5,479,447. FIG. **13** illustrates one example of the bit distribution method set forth above. Once, a desired transmission speed (bit rate) is given, number of bits is distributed for each carrier (**16**) so that each carrier may have the maximum performance margin on the basis of the SNR value (**15**) of the measured transmission path.

In the DMT type ADSL technology, in Japan, a Time Compression Multiplexing (TCM) type ISDN is present within the same cable. A periodic crosstalk caused by presence of the TCM type ISDN causes substantial noise in a signal for the ADSL. Here, discussion will be given for crosstalk to be generated when ADSL line and TCM-ISDN line are commonly present in the same cable, with reference to FIG. **14**. FIG. **14** illustrates crosstalk to be caused by ADSL Termination Unit-Remote side (ATU-R) due to data transmission by the TCM-ISDN line while data transmission is performed from a down direction (a direction of ADSL Termination Unit-Center side (ATU-C)) to the ATU-R in the ADSL line.

As shown in FIG. **14**, while data transmission in the down direction is performed in the ADSL line, if data transmission

in the down direction is performed by the TCM-ISDN line, Far End Crosstalk (FEXT) is caused. On the other hand, if data transmission in an up direction is performed the TCM-ISDN line while data transmission in the down-direction is performed in the ADSL line, Near End Crosstalk (NEXT) is caused. In the TCM type ISDN line, data transmission is performed alternately in up direction and down direction. Therefore, due to influence of Ping-Pong type data transmission of the ISDN line, near end crosstalk and far end crosstalk are caused periodically in the ADSL line.

When communication is performed by the conventional ADSL technology, due to periodic crosstalk, large amount of error is caused at the occurrence of near end crosstalk (NEXT) in bad noise condition. On the other hand, when the transmission speed is calculated adapting to communication under NEXT noise, the transmission speed is lowered significantly. Under a condition where a crosstalk noise from the ISDN is present, so-called dual bit map system is considered for improving communication performance of the ADSL unit. In this system, ADSL unit employs a system which has two bit maps (bit distributions) and changes communication speeds by switching the bit map in synchronism with the period of the crosstalk noise. Upon occurrence of the far end crosstalk (FEXT), communication speed is set high for low noise level, and upon occurrence of NEXT, communication speed is set low for high noise level.

However, since a plurality of the SNR values of the transmission line in the dual bit map system are present, it is not possible to perform bit distribution from the bit rate (transmission speed) given from the larger level. Namely, it is necessary that, on the basis of the measured SNR values, the given bit rate is distributed to two kinds of transmission speed and bit number is distributed for respective carriers.

For the problems set forth above, if noise amount on the line is periodically varied and a plurality of transmission speed is switched in synchronism with variation of the noise, maximum performance margin cannot be obtained by the conventional bit distribution method.

SUMMARY OF THE INVENTION

It is an object of the present invention to provide a multi-carrier transmission system and a method therefor employing a bit distribution method capable of solving the problem set forth above by regarding a plurality of SNR values evaluated at different timings as one SNR value evaluated at different frequency at the same timing.

Another object of the present invention to provide a multi-carrier transmission system and a method therefor employing a bit distribution method capable of solving the problem set forth above by realizing a given transmission speed depending upon a plurality of SNR values evaluated at different timings and thus maximizing performance margin.

According to the first aspect of the present invention, a multi-carrier transmission system performing data transmission between first and second communication stations under presence of a plurality of periodically varying noises, comprises:

signal to noise ratio evaluating means for obtaining a plurality sets of signal to noise ratio by evaluating signal to noise ratio of each carrier of the multi-carriers at different timing respectively corresponding to a plurality of kinds of noise environments; and

bit distribution means for performing bit distribution of each carrier depending upon one set of signal to noise ratio with taking a plurality of sets of signal to noise ratios as one

3

set of signal to noise ratio evaluated on different frequency at the same timing.

In the construction set forth above, the signal to noise ratio evaluating means may be constructed to derive the set of the signal to noise ratio corresponding to each of two kinds of noise environments when two kinds of noise environments varies in regular interval period, and the bit distribution means may be constructed for establishing the bit distribution with taking two kinds of signal to noise ratio sets as the one signal to noise ratio set. On the other hand, the signal to noise ratio evaluating means may be constructed to derive the set of the signal to noise ratio corresponding to each of two kinds of noise environments when two kinds of noise environments varies irregular interval period, and the bit distribution means may be constructed for establishing the bit distribution with taking two kinds of signal to noise ratio sets as the one signal to noise ratio set. Also, the bit distribution means may perform bit distribution depending upon the one signal to noise ratio set and a power restriction value of each of the carriers.

According to the second aspect of the present invention, a multi-carrier transmission system performing data transmission between first and second communication stations under presence of a plurality of periodically varying noises, comprises:

signal to noise ratio evaluating means for obtaining a plurality sets of signal to noise ratio by evaluating signal to noise ratio of each carrier of the multi-carrier at different timing respectively corresponding to a plurality of kinds of noise environments; and

bit distribution means for performing bit distribution of each carrier for realizing a given transmission speed and a maximum performance margin depending upon respective values of a plurality of signal to noise ratio sets.

In the construction set forth above, the signal to noise ratio evaluating means may be constructed to derive the set of the signal to noise ratio corresponding to each of two kinds of noise environments when two kinds of noise environments vary in regular interval period, and the bit distribution means may be constructed for establishing the bit distribution with taking two kinds of signal to noise ratio sets as the one signal to noise ratio set. On the other hand, the signal to noise ratio evaluating means may be constructed to derive the set of the signal to noise ratio corresponding to each of two kinds of noise environments when two kinds of noise environments vary irregular interval period, and the bit distribution means may be constructed for establishing the bit distribution with taking two kinds of signal to noise ratio sets as the one signal to noise ratio set. The bit distribution means may perform bit distribution depending upon the one signal to noise ratio set and a total transmission power restriction value.

In case of data transmission from the first communication station to the second communication station, the first communication station may include means for transmitting predetermined plurality of transmission speed to the second communication station and the second communication station may have the signal to noise ratio evaluating means and the bit distribution means, the bit distribution means may include means for deriving a margin in data transmission on the basis of a plurality of transmission speed transmitted from the first communication station, means for selecting an optimal transmission speed from the plurality of transmission speed on the basis of the derived margin, and means for deriving bit distribution of each of the carriers according to the selected transmission speed. The second communication

4

station may include means for transmitting the bit distribution to the first communication station, and the first communication station may performs data transmission to the second communication station according to the bit distribution. Noise source of the two kinds of noises may be present on a common cable with a communication line between the first and second communication stations. The two kinds of noise environments may be a first noise environment and a second noise environment having worse noise condition than the first noise environment. The two kinds of noises may be caused by far end crosstalk and near end crosstalk. A communication line for data transmission between the first and second communication stations may be a digital subscriber line.

According to the third aspect of the present invention, a multi-carrier transmission method performing data transmission between first and second communication stations under presence of a plurality of periodically varying noises, comprises:

signal to noise ratio evaluating step of obtaining a plurality sets of signal to noise ratio by evaluating signal to noise ratio of each carrier of the multi-carriers at different timing respectively corresponding to a plurality of kinds of noise environments; and

bit distribution step of performing bit distribution of each carrier depending upon one set of signal to noise ratio with taking a plurality of sets of signal to noise ratios as one set of signal to noise ratio evaluated on different frequency at the same timing.

In the method set forth above, the signal to noise ratio evaluating step may be designed to derive the set of the signal to noise ratio corresponding to each of two kinds of noise environments when two kinds of noise environments vary in regular interval period, and the bit distribution step may be designed for establishing the bit distribution with taking two kinds of signal to noise ratio sets as the one signal to noise ratio set. The signal to noise ratio evaluating step may be designed to derive the set of the signal to noise ratio corresponding to each of two kinds of noise environments when two kinds of noise environments vary irregular interval period, and the bit distribution step may be designed for establishing the bit distribution with taking two kinds of signal to noise ratio sets as the one signal to noise ratio set. The bit distribution step may perform bit distribution depending upon the one signal to noise ratio set and a power restriction value of each of the carriers.

According to the fourth aspect of the present invention, a multi-carrier transmission method performing data transmission between first and second communication stations under presence of a plurality of periodically varying noises, comprises:

signal to noise ratio evaluating step of obtaining a plurality sets of signal to noise ratio by evaluating signal to noise ratio of each carrier of the multi-carriers at different timing respectively corresponding to a plurality of kinds of noise environments; and

bit distribution step of performing bit distribution of each carrier for realizing a given transmission speed and a maximum performance margin depending upon respective values of a plurality of signal to noise ratio sets.

The second communication station may include step of transmitting the bit distribution to the first communication station, and the first communication station may perform data transmission to the second communication station according to the bit distribution.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

The present invention will be understood more fully from the detailed description given herebelow and from the

accompanying drawings of the preferred embodiment of the present invention, which, however, should not be taken to be limitative to the invention, but are for explanation and understanding only.

In the drawings:

FIG. 1 is a block diagram showing a preferred embodiment of a multi-carrier transmission system according to the present invention;

FIG. 2 is a showing a relationship between a TCM-ISDN data and a noise condition to ADSL;

FIG. 3 is a flowchart showing an operation of the blocks in the preferred embodiment of the multi-carrier transmission system of FIG. 1;

FIG. 4 is an illustration showing an example of a bit distribution in the case where noise period is equal interval;

FIG. 5 is an illustration showing an example of a bit distribution in the case where noise period is not equal interval;

FIG. 6 is a flowchart showing a detail of step A2 in FIG. 3;

FIG. 7 is a flowchart showing a calculation method of a bit distribution at step A5 of FIG. 3;

FIG. 8 is a flowchart showing a calculation method of a power distribution at step A5 of FIG. 3;

FIG. 9 is an illustration showing another example of bit distribution in the case where the noise period is equal interval;

FIG. 10 is a flowchart showing another example of step A2 of FIG. 3;

FIG. 11 is a flowchart showing another example of a calculation method of a bit distribution at step A5 of FIG. 3;

FIG. 12 is a flowchart showing another example of a calculation method of a power distribution at step A5 of FIG. 3;

FIG. 13 is an illustration showing an example of the conventional bit distribution; and

FIG. 14 is an illustration showing an example of occurrence of far end crosstalk and near end crosstalk.

DESCRIPTION OF THE PREFERRED EMBODIMENT

The present invention will be discussed hereinafter in detail in terms of the preferred embodiment of the present invention with reference to the accompanying drawings. In the following description, numerous specific details are set forth in order to provide a thorough understanding of the present invention. It will be obvious, however, to those skilled in the art that the present invention may be practiced without these specific details. In other instance, well-known structures are not shown in detail in order to avoid unnecessarily obscure the present invention.

FIG. 1 is a block diagram showing the preferred embodiment 10 of a multi-carrier transmission system according to the present invention. Referring to FIG. 1, an ATU-C 100 as a central office and an ATU-R 200 as terminal are provided, respectively. Transmission between the ATU-C 100 and the ATU-R 200 is performed through a digital subscriber line. It should be noted that, in the shown embodiment, discussion will be given for determination of a transmission speed in down direction transmitting from the ATU-C 100 to the ATU-R 200. A down transmission speed transmitting portion 1 is designed for transmitting down transmission speeds r1 to r4 (four kinds of speeds r1 to r4 the shown embodiment) designated from a not shown upper level, to the ATU-R.

A selected transmission speed storage portion 9 is designed for storing a transmission speed rn selected by the ATU-R 200. A bit and power distribution table 10 stores a bit and power distribution table transmitted from the ATU-R 200. According to the bit and power distribution table 10, data transmission in down direction is performed with effecting bit distribution and power distribution (mapping) of respective carriers.

The foregoing is the function of the ATU-C 100. On the other hand, the function of the ATU-R 200 is as follow. A down direction SNR evaluating portion 2 performs an SNR evaluation of a transmission line upon down transmission. Here, as an example, discussion will be given for the case where a TCM-ISDN and an ADSL are present in the same cable and a crosstalk therebetween varies periodically. FIG. 2 is an illustration for explaining crosstalk from the TCM-ISDN to the ADSL and shows a relationship between a transmission speed of data of the TCM-ISDN and a crosstalk caused for the ADSL(ATU-R).

Upon up transmission of the ISDN, near end crosstalk NEXT is caused in the ATU-R, and upon down transmission, far end crosstalk FEXT is caused. Therefore, the down direction SNR evaluating portion 2 evaluates (calculates) sets of SNR values at each carrier frequencies respectively in the case where two kinds of noises NEXT and FEXT are present, and corresponding sets of SNR are held in respective holding portions 3 of NEXT SNR and FEXT SNR. It should be noted that FIG. 2 shows the case where a time interval of the crosstalk noise is equal and the case where the time interval is not equal, respectively. In FIG. 2, f and n are time ratio of a period where a noise is generated. In FIG. 2, f represents a period where FEXT is generated and n represents a period where NEXT is generated. In shown case, the period f of FEXT is shorter than the period n of NEXT.

A speed adaptive algorithm portion 8 includes a performance calculating portion 4, a transmission speed selecting portion 5 and a bit and power distribution table transmitting portion 6. The performance margin calculating portion 4 calculates four kinds of maximum performance margin values when four kinds of transmission speeds transmitted from the ATU-C 100 are realized on the basis of the SNR value 3 of the line evaluated by the down direction SNR evaluating portion 2. The transmission speed selecting portion 5 selects a value at which the transmission can be performed and a transmission speed is maximum, from four kinds of performance margin values thus derived. The bit and power distribution table transmitting portion 6 transmits the bit and power distribution table to the ATU-C 100 for performing transmission at the selected transmission speed rn. The bit and power distribution table 7 stores respective sets of SNR values varying periodically upon occurrence of NEXT and FEXT.

FIG. 3 is a flowchart showing operation of the various blocks in the preferred embodiment of the multi-carrier transmission system of FIG. 1. Four transmission speeds provided from the upper level are transmitted from the ATU-C to the ATU-R (step A1). For example, four kinds of the transmission speeds of r1 to r4 bit/s are transmitted from the ATU-C to the ATU-R together with other parameters. On the ATU-R side, when the noise amount is varied periodically, particularly when TCM-ISDN is present within the same cable, NEXT and FEXT are caused from ISDN to ADSL. In the down direction SNR evaluating portion 2, the SNR values at respective frequencies are evaluated in both cases of occurrence of NEXT and FEXT to store respective of evaluated SNR values in NEXT SNR and FEXT SNR

holding portions 3. The reference numerals 11 and 12 of FIG. 4 show the evaluated SNR values of respective frequencies, in which 11 represents the SNR value at the occurrence of FEXT and 12 represents the SNR value at the occurrence of NEXT.

The performance margin calculating portion 4 calculates four kinds of bit distributions to be set at values where the performance margin becomes maximum on the basis of the SNR values of the line evaluated by the SNR evaluating portion 2, upon realizing the transmitted four transmission speeds (step A2). FIG. 4 shows the calculation method. The SNR values at the occurrences of NEXT and FEXT shown by 11 and 12 are used as evaluated SNR values up to double of the frequency instead of varying periodically, as shown by 13 in FIG. 4.

By this, upon calculation of the performance margin of the line, the bit distribution method is used regarding as the case where the transmission speed is double of the value of the given transmission speed and 512 carriers are used concerning the line where a used frequency band width is double and have no SNR value variation in time as shown by 13 in FIG. 4. The shown-embodiment is the case where power of each carrier is restricted. An upper limit of the power of each carrier is assumed as E_{mask} . Here, an upper limit E_{target} of a total transmission power useful for data transmission is set as (all carrier number) \times (upper limit E_{mask} of power of each carrier), and the transmission power useful for each carrier is not restricted by the upper limit of the total transmission power.

In the transmission speed selecting portion 5, from the calculated four kinds of performance margin, e.g. four kinds of margin values m1 to m4, the transmittable transmission speed which is the highest and the margin is not negative is selected (step A3). If all margins are negative concerning all transmission speeds, it represents that all four transmission speeds are not transmittable (step A6). Then, the ATU-R transmits all transmission speeds fault output to the ATU-C. If any one of the transmission speeds can be selected, the selected transmission speed and the performance margin are transmitted to the ATU-C (step A4).

In the bit and power distribution table transmitting portion 6, the bit and power distribution table necessary for transmission at the selected transmission speed is transmitted (step A5). In order to obtain this table, it is required to calculate the SNR values varying periodically upon occurrence of NEXT and FEXT. As the bit and power distribution table, a portion of the bit and power distribution table 7 derives for the case where 512 carriers are used, corresponding to former 256 carriers is used as FEXT table, and a portion corresponding to later 256 carriers is used as NEXT table. Respective of calculated tables are transmitted from the ATU-R to the ATU-C.

On the other hand, when variation period of the noise on the transmission line is not equal interval as shown in FIG. 2, and when a plurality of SNR values are made into a single SNR value, the frequency corresponding to the SNR value is increased in a magnitude corresponding to the ratios f and n of the time interval. FIG. 5 shows a calculation method of the bit distribution. As shown in FIG. 5, the SNR values at the occurrence of NEXT value and FEXT value shown by 11 and 12 of FIG. 4 are used with extending the SNR value at the occurrence of FEXT up to the f times of frequency and the SNR value at the occurrence of NEXT up to the n times of frequency. Regarding that transmission speed is f+n times of the value of the given transmission speed and the line used (f+n) \times 256 carriers, the bit distribution method showing in the lower side of FIG. 5 is used.

As the bit and power distribution table to be used in data transmission, in case of the table to be used upon occurrence of FEXT, the bit and power distribution table to be assigned for one group of carriers using the SNR values upon occurrence of FEXT is used. Similarly, as the table at the occurrence of NEXT, a table assigned for one group of carriers using the SNR values upon occurrence of NEXT. For example, in the case calculated assuming that (3+2) \times 256=1280 carriers are used, a portion corresponding to 0 to 255 carriers is taken as FEXT, and a portion corresponding to 768 to 1023 carriers is taken as NEXT table.

The calculated tables are transmitted from the ATU-R to the ATU-C and is held in the bit and power distribution table 10 to be used for bit and power distribution (mapping) upon down transmission.

FIG. 6 is a flowchart showing a calculation method of the performance margin in step A2 of FIG. 3. At first, a normalized SNR(i) is derived with taking the transmission power of each carrier as E(i) (step A7). Then, the calculated SNR(i) is sorted in descending order (step A8), to re-assign the number to satisfy,

$$SNR(i) \geq SNR(i+1)$$

It should be noted that for all number up to i smaller than total carrier number N, the foregoing inequality is applicable.

Next, it is assumed that k=1, $\gamma_{max} = -\infty$, count=0 (step A9). k is a counter, γ_{max} is a current possible maximum system performance margin, and count is a number of carriers to be used for achieving γ_{max} . Then, calculation of $\gamma(k)$ is performed (step A10).

The equation for calculating $\gamma(k)$ is as follow:

$$\gamma(k) = 10 \log_{10} \left\{ \frac{SNR(k)}{2^{\frac{B_{target}}{k}} - 1} \right\} + \gamma_{eff} - 9.8(\text{dB}) \quad [\text{Equation 1}]$$

$\gamma(k)$ is the maximum system performance margin which can be achieved in one carrier symbol. At this time, a target speed to be achieved is B_{target} , total effective coding gain is γ_{eff} , a desired bit error rate is 10^{-7} , and the k in number of the best carriers are used. Then, a current geometric average SNR is expressed by:

$$\overline{SNR}(k) = \left[\prod_{i=1}^k E_i \cdot SNR(i) \right]^{\frac{1}{k}} \quad [\text{Equation 2}]$$

A current transmission power E_i used by (i)th order carrier is expressed by:

$$E_i = E_{maxi}$$

where a total input power E_{target} restricted by a transmitter is expressed by:

$$E_{target} = k \cdot E_{maxi}$$

wherein k is number of carriers to be used.

E_{maxi} is the maximum power which can be transmitted by the (i)th order carrier. E_{maxi} is determined by the transmission power mask. In this case, the maximum power which can be transmitted by each carrier is not restricted by the total input power E_{target} .

Then, when $\gamma(k) > \gamma_{max}$, $\gamma_{max} = \gamma(k)$ and count k are set (steps A11 and A12). K is not N, k=k+1 is set (step A14). Then, process is returned to step A10. Here, γ_{max} represents the

possible maximum system performance margin at a given system parameter, and count becomes the best carrier number to be used for achieving γ_{max} .

FIG. 7 is a flowchart showing a calculation method of the bit distribution table at step A5 of FIG. 3. Using the foregoing γ_{max} and count, the initial bit distribution table {b'i} is calculated by

$$b_i = \text{floor}[\log 2\{1 + E_{max,i} \text{SNR}(i)/\Gamma_{max}\}]$$

In the foregoing equation, floor represents cutting off at decimal point. A cut off value below decimal point is derived as diff_i expressed as follow (step A15).

$$\text{diff}_i = b_i - \log 2\{1 + E_{max,i} \text{SNR}(i)/\Gamma_{max}\}$$

Here, Γ_{max} is expressed by

$$\Gamma_{max} = \left[Q^{-1}\left(\frac{Pe}{Ne}\right) \right]^2 + \gamma_{max} - \gamma_{eff} - 4.77(\text{dB}) \quad [\text{Equation 3}]$$

wherein Pe is a bit error rate, N_e is number of points having closest in an input signal constellation, and Q function is defined by the following equation.

$$Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-y^2/2} dy \quad [\text{Equation 4}]$$

Then, B_{total} is calculated (step A16). B_{total} is total bit number supported by the current bit distribution table at one multi-carrier symbol, in which $B_{total} = \sum b_i$. Here, \sum is a sum of $i=0$ to $N-1$.

Then, when $B_{total} < B_{target}$, one bit is increased from the current bit distribution table, i.e. the bit distribution table {b'i} of the carrier having minimum diff_i value to establish $\text{diff}_i = \text{diff}_i + 1$, $B_{total} = B_{total} + 1$ (steps A17 and A18). This process is repeated until $B_{total} = B_{total} + 1$ is established. FIG. 8 is a flowchart showing a calculation method of the power distribution table at step A5 of FIG. 3. At first, on the basis of the given bit distribution table {b'i} an input power {E'i} is assigned so that $P_e(i) = P_{e,i,target}$ is established (step A19). Here, $P_e(i)$ is an error probability of the (i)th order carrier, $P_{e,i,target}$ is a target error probability of the (i)th order carrier. It should be noted that {E'i} is a total transmission power to be used by the (i)th order carrier. The current total transmission power E_{total} is derived by the following equation (step A20).

$$E_{total} = \sum E_i$$

Here, \sum is a sum of $i=0$ to $N-1$.

Then, final power distribution {E'i} is re-adjusted (step A21). The re-adjustment can be performed by setting smaller one of E_{target}/E_{total} and $E_{max,i}$ as E_i . The initial bit and the power distribution table in the shown system is provided as {b'i} and {E'i}.

Next, another embodiment of the multi-carrier transmission system according to the present invention will be discussed. The foregoing embodiment is directed to the case where transmission power of each carrier is restricted, the shown embodiment is directed to the case where total transmission power is restricted. Even in the shown embodiment, the construction of the multi-carrier transmission system is the same as that illustrated in FIG. 1, and operation thereof is the same as that illustrated in the flowchart of FIG. 3. In the shown embodiment, the four transmission speeds provided from the upper level is trans-

mitted from the ATU-C to the ATU-R (step A1). For example, the four kinds of transmission speeds of r1 to r4 are transmitted from the ATU-C to the ATU-R together with other parameters.

On the ATU-R side, when the noise amount is varied periodically, particularly when TCM-ISDN is present in the same cable, NEXT and FEXT are caused from ISDN to ADSL. In the down direction SNR evaluating portion 2, SNR values at respective frequency in both cases of occurrence of NEXT and FEXT, are evaluated and respectively stored in NEXT SNR and FEXT SNR 3. The reference numerals 11 and 12 of FIG. 4 show the evaluated SNR values of respective frequencies, in which 11 represents the SNR value at the occurrence of FEXT and 12 represents the SNR value at the occurrence of NEXT.

The performance margin calculating portion 4 calculates four kinds of bit distributions to be set at values where the performance margin becomes maximum on the basis of the SNR values of the line evaluated by the SNR evaluating portion 2, upon realizing the transmitted four transmission speeds (step A2). FIG. 9 shows the calculation method. Bit distribution of the multi-carriers are respectively calculated so as to realize a given transmission speed and maximize performance margin in consideration of a plurality of SNR values evaluated at different timing and the total transmission power. At this time, as shown in FIG. 9, in consideration of the SNR values at the occurrence of NEXT and FEXT to be evaluated at different timing, and a total power upon data transmission, the bit distribution of each carrier in the multi-carrier is derived so that the transmission speed given by the ATU-C 100 is realized and the performance margin can be maximized.

In the transmission speed selecting portion 5, from the 20 calculated four kinds of performance margins, e.g. four kinds of margin values m1 to m4, the transmittable transmission speed which is the highest and the margin is not negative is selected (step A3). If all margins are negative concerning all transmission speed, it represents that all four transmission speeds are not transmittable. Then, the ATU-R transmits all transmission speeds fault output to the ATU-C (step A6). If any one of the transmission speeds can be selected, the selected transmission speed and the performance margin are transmitted to the ATU-C (step A4). In the bit and power distribution table transmitting portion 6, the bit and power distribution table necessary for transmission at the selected transmission speed is transmitted (step A5). This table is required to calculate the SNR values varying periodically upon occurrence of NEXT and FEXT. Respective of calculated tables are transmitted from the ATU-R to the ATU-C.

On the other hand, when variation period of the noise on the transmission line is not equal interval as shown in FIG. 2, and when a plurality of SNR values are made into a single SNR value, the frequency of the SNR value is increased in a magnitude corresponding to the ratios f and n of the time interval. FIG. 5 shows a calculation method of the bit distribution. As shown in FIG. 5, the SNR values at the occurrence of NEXT value and FEXT value shown by 11 and 12 of FIG. 4 are used with extending the SNR value at the occurrence of FEXT up to the f times of frequency and the SNR value at the occurrence of NEXT up to the n times of frequency. Regarding that transmission speed is $f+n$ times of the value of the given transmission speed and the line used $(f+n) \times 256$ carriers, the bit distribution method showing in the lower side of FIG. 5 is used.

As the bit and power distribution table to be used in data transmission, in case of the table to be used upon occurrence

11

of FEXT, the bit and power distribution table to be assigned for one group of carriers using the SNR values upon occurrence of FEXT is used. Similarly, as the table at the occurrence of NEXT, a table assigned for one group of carriers using the SNR values upon occurrence of NEXT is used. For example, in the case of FIG. 5 calculated assuming that $(3+2) \times 256 = 1280$ carriers are used, a portion corresponding to 0 to 255 carriers is taken as FEXT table, and a portion corresponding to 768 to 1023 carriers is taken as NEXT table. The calculated tables are transmitted from the ATU-R to the ATU-C and is held in the bit and power distribution table 10 to be used for bit and power distribution (mapping) upon down transmission.

FIG. 10 is a flowchart showing a calculation method of the performance margin in step A2 of FIG. 3. At first, a normalized SNR(i) is derived with taking the transmission power of each carrier as E(i) (step S10). Then, the calculated SNR(i) is sorted in descending order (step S11), to re-assign the number to satisfy,

$$SNR(i) \geq SNR(i+1)$$

It should be noted that for all number up to i smaller than total carrier number N, the foregoing inequality is applicable.

Next, it is assumed that $k=1$, $K_F=K_N=0$, $count_F=count_N=0$, $\gamma_{max}=-\infty$ (step S12). k is a counter, γ_{max} is a current possible maximum system performance margin, and $count_F$ and $count_N$ are a number of carriers to be used for achieving γ_{max} . Suffix F represents FEXT table and suffix N represents NEXT table, respectively. Then, calculation of $\gamma_F(k)$ and $\gamma_N(k)$ are performed (step S13). The equation for calculating $\gamma_F(k)$ and $\gamma_N(k)$ is the same as the foregoing equation (1).

$\gamma(k)$ is the maximum system performance margin which can be achieved in one carrier symbol. At this time, a target speed to be achieved is B_{target} , total effective coding gain is γ_{eff} , a desired bit error rate is 10^{-7} , and the k in number of the best carriers are used. Then, a current geometric average SNR is the same as the foregoing equation (2).

A current transmission power E_i used by (i)th order carrier is expressed by the following equation (5).

$$E_{i,F} = \min \left\{ \frac{E_{target}}{K_F}, E_{maxi} \right\} \quad [\text{Equation 5}]$$

$$E_{i,N} = \min \left\{ \frac{E_{target}}{K_N}, E_{maxi} \right\}$$

Here, a total input power E_{target} restricted by a transmitter is expressed by:

E_{maxi} is the maximum power which can be transmitted by the (i)th order carrier and is determined by the transmission power mask.

Then, when $\gamma_F(k) > \gamma_{max}$ or $\gamma_N(k) > \gamma_{max}$ (step S14/YES), it is assumed that $count_F=k_F$ and $count_N=k_N$,

when $\gamma_F(k) > \gamma_{max}$, $\gamma_{max}=\gamma_F(k)$

when $\gamma_N(k) > \gamma_{max}$, $\gamma_{max}=\gamma_N(k)$

(step S15).

Then, when $\gamma_F(k) > \gamma_N(k)$ (step S16/YES), K_F++ is set (step S17), and otherwise (step S16/NO), K_N++ is set (step S18). Then, if $K_F=K_N=N$ is not established (step S19/NO), the process is returned to step S13. Here, γ_{max} represents possible maximum system performance margin in the given system parameter, and $count_F$ and $count_N$ are the best carrier number for achieving γ_{max} .

12

FIG. 11 is a flowchart showing a calculation method of the bit distribution table at step A5 of FIG. 3. Using the foregoing γ_{max} and $count_F$, $count_N$, the initial bit distribution table $\{b'i\}$ is calculated by the following equation.

$$b'_{i,F} = \min \left\{ \begin{array}{l} \text{round} \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{E_{target} \cdot SNR(i)}{count_F \cdot \Gamma_{max}} \right) \right\} \\ \text{floor} \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{E_{max} \cdot SNR(i)}{\Gamma_{max}} \right) \right\} \end{array} \right\} \quad [\text{Equation 6}]$$

$$b'_{i,N} = \min \left\{ \begin{array}{l} \text{round} \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{E_{target} \cdot SNR(i)}{count_N \cdot \Gamma_{max}} \right) \right\} \\ \text{floor} \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{E_{max} \cdot SNR(i)}{\Gamma_{max}} \right) \right\} \end{array} \right\}$$

wherein floor represents cutting off at decimal point. A cut off value below decimal point is derived as $diff_i$ expressed as follow (step S20).

When

$$\text{When } bi = \text{floor} \left\{ \log_2 \left(1 + \frac{E_{max} \cdot SNR(i)}{\Gamma_{max}} \right) \right\} \text{ is obtained,} \quad [\text{Equation 7}]$$

$$diff_i = 0.5.$$

is obtained,

$$diff_i = 0.5.$$

In the other case

$$diff_i = \begin{cases} bi = \log_2 \left(1 + \frac{E_{target} \cdot SNR(i)}{count_F \cdot \Gamma_{max}} \right) & (1 \in F) \\ bi = \log_2 \left(1 + \frac{E_{target} \cdot SNR(i)}{count_N \cdot \Gamma_{max}} \right) & (1 \in N) \end{cases}$$

Here, Γ_{max} is expressed by the foregoing equation (3). P_e is a bit error rate, N_e is number of points having closest in an input signal constellation, and Q function is defined the foregoing equation (4). Then, B_{total} is total bit number supported by the current bit distribution table at one multi-carrier symbol, in which $B_{total} = \sum b'i$. Here, Σ is a sum of $i=0$ to $N-1$.

Then, when $B_{total} < B_{target}$ (step 23/YES) one bit is decreased for one bit from the current bit distribution table, i.e. the bit distribution table $\{b'i\}$ of the carrier having minimum $diff_i$ value to establish $diff_1 = diff_i - 1$, $B_{total} = B_{total} - 1$ (step S24). On the other hand, when $B_{total} \geq B_{target}$ (step 23/NO), one bit is increased for one bit from the current bit distribution table, i.e. the bit distribution table $\{b'i\}$ of the carrier having minimum $diff_i$ value to establish $diff_i = diff_i + 1$, $B_{total} = B_{total} + 1$ (step S25). This process is repeated until $B_{total} = B_{target}$ is established (step S22/YES).

FIG. 12 is a flowchart showing a calculation method of the power distribution table at step A5 of FIG. 3. At first, on the basis of the given bit distribution table $\{b'i\}$, an input power $\{E'i\}$ is assigned so that $P_e(i) = P_{e,i,target}$ is established (step S30). Here, $P_e(i)$ is an error probability of the (i)th order carrier, $P_{e,i,target}$ is a target error probability of the (i)th order carrier. It should be noted that $\{E'i\}$ is a total transmission power to be used by the (i)th order carrier.

The current total transmission power $E_{total,F}$ and $E_{total,N}$ are derived by the following equation (step 31).

13

$$E_{total,F} = \sum_{i \in F} E_i \quad \text{[Equation 8]}$$

$$E_{total,N} = \sum_{i \in N} E_i$$

Here, Σ is a sum of $i=0$ to $N-1$.

Then, final power distribution $\{E_i\}$ is re-adjusted (step S32). The re-adjustment can be performed by setting smaller one of $E_{target}/E_{total,F}$, $E_{target}/E_{total,N}$ and $E_{max,i}$ as $E'_{i,F}$ or $E'_{i,N}$ from the following equations:

$$E'_{i,F} = \min \left\{ \begin{array}{l} \frac{E_{target}}{E_{total,F}} E_i \\ E_{max,i} \end{array} \right. \quad \text{[Equation 9]}$$

$$E'_{i,N} = \min \left\{ \begin{array}{l} \frac{E_{target}}{E_{total,N}} E_i \\ E_{max,i} \end{array} \right.$$

Thus, the initial bit and the power distribution table in the shown system is provided as $\{b_i\}$ and $\{E_i\}$.

The foregoing embodiments are directed for data transmission in the down direction, the identical process is applicable even for data transmission in up direction from the ATU-R 200 to the ATU-C 100. In such case, the construction provided in the ATU-C 100 in the foregoing embodiments is provided in the ATU-R 200, and, in turn, the construction provided in the ATU-R 200 in the foregoing

As set forth above, according to the present invention, even when the noise amount is varied periodically, a bit distribution having maximum performance margin value relative to periodically varying noise amount can be obtained by regarding a plurality of SNR value due to periodically generated noise amount as SNR value of single line which does not cause variation in time and frequency band is increased.

On the other hand, as set forth above, according to the present invention, even when the noise amount is varied periodically, a bit distribution having maximum performance margin value relative to periodically varying noise amount can be obtained by given transmission speed depending upon a plurality of SNR values evaluated at different timing due to periodically varying noise.

Although the present invention has been illustrated and described with respect to exemplary embodiment thereof, it should be understood by those skilled in the art that the foregoing and various other changes, omissions and additions may be made therein and thereto, without departing from the spirit and scope of the present invention. Therefore, the present invention should not be understood as limited to the specific embodiment set out above but to include all possible embodiments which can be embodied within a scope encompassed and equivalents thereof with respect to the feature set out in the appended claims.

For example, application of the present invention is not specified to the combination of the ISDN and ADSL presenting in the same cable, but to combinations of any DMT type communication system other than ADSL and ISDN on the common cable, for example. Furthermore, the present invention is applicable for the case where two or more kinds of periodic noise sources are present in the common cable.

What is claimed is:

1. A multi-carrier transmission system performing data transmission between first and second communication sta-

14

tions under presence of a plurality of periodically varying noises, comprising:

signal to noise ratio evaluating means for obtaining a plurality of sets of signal to noise ratios by evaluating signal to noise ratio of each carrier of the multi-carriers at different timing respectively corresponding to a plurality of kinds of noise environments; and

bit distribution means for performing bit distribution of each carrier depending upon one set of signal to noise ratio with taking a plurality of sets of signal to noise ratios as one set of signal to noise ratio evaluated on different frequency at the same timing.

2. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 1, wherein said signal to noise ratio evaluating means is constructed to derive the sets of the signal to noise ratios corresponding to each of two kinds of noise environments when two kinds of noise environments vary in regular interval period, and said bit distribution means is constructed for establishing said bit distribution with taking two kinds of signal to noise ratio sets as said one signal to noise ratio set.

3. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 1, wherein said signal to noise ratio evaluating means is constructed to derive the sets of the signal to noise ratios corresponding to each of two kinds of noise environments when two kinds of noise environments vary irregular interval period, and said bit distribution means is constructed for establishing said bit distribution with taking two kinds of signal to noise ratio sets as said one signal to noise ratio set.

4. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 1, wherein said bit distribution means performs bit distribution depending upon said one signal to noise ratio set and a power restriction value of each of said carriers.

5. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 1, wherein, in case of data transmission from said first communication station to said second communication station, said first communication station includes means for transmitting a predetermined plurality of transmission speeds to said second communication station and said second communication station has said signal to noise ratio evaluating means and said bit distribution means,

said bit distribution means includes means for deriving a margin in data transmission on the basis of a plurality of transmission speeds transmitted from said first communication station, means for selecting an optimal transmission speed from said plurality of transmission speed on the basis of the derived margin, and means for deriving bit distribution of each of said carriers according to the selected transmission speed.

6. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 5, wherein said second communication station includes means for transmitting said bit distribution to said first communication station, and said first communication station performs data transmission to said second communication station according to said bit distribution.

7. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 1, wherein noise sources of two kinds of noises are present on a common cable with a communication line between said first and second communication stations.

8. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 1, wherein two kinds of noise environments are a first noise environment and a second noise environment having worse noise condition than said first noise environment.

9. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 1, wherein two kinds of noises are caused by far end crosstalk and near end crosstalk.

10. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 1 wherein a communication line for data transmission

15

between said first and second communication stations is a digital subscriber line.

11. A multi-carrier transmission system performing data transmission between first and second communication stations under presence of a plurality of periodically varying noises, comprising:

signal to noise ratio evaluating means for obtaining a plurality of sets of signal to noise ratios by evaluating signal to noise ratio of each carrier of the multi-carriers at different timing respectively corresponding to a plurality of kinds of noise environments; and

bit distribution means for performing bit distribution of each carrier for realizing a given transmission speed and

a maximum performance margin depending upon respective values of a plurality of signal to noise ratio sets.

12. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 11, wherein said signal to noise ratio evaluating means is constructed to derive the sets of the signal to noise ratios corresponding to each of two kinds of noise environments when two kinds of noise environments vary in regular interval period, and said bit distribution means is constructed for establishing said bit distribution with taking two kinds of signal to noise ratio sets as said one signal to noise ratio set.

13. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 11, wherein said signal to noise ratio evaluating means is constructed to derive the sets of the signal to noise ratios corresponding to each of two kinds of noise environments when two kinds of noise environments vary irregular interval period, and said bit distribution means is constructed for establishing said bit distribution with taking two kinds of signal to noise ratio sets as said one signal to noise ratio set.

14. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 11, wherein said bit distribution means performs bit distribution depending upon said one signal to noise ratio set and a total transmission power restriction value.

15. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 11, wherein, in case of data transmission from said first communication station to said second communication station, said first communication station includes means for transmitting a predetermined plurality of transmission speeds to said second communication station and said second communication station has said signal to noise ratio evaluating means and said bit distribution means,

said bit distribution means includes means for deriving a margin in data transmission on the basis of a plurality of transmission speeds transmitted from said first communication station, means for selecting an optimal transmission speed from said plurality of transmission speed on the basis of the derived margin, and means for deriving bit distribution of each of said carriers according to the selected transmission speed.

16. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 15, wherein said second communication station includes means for transmitting said bit distribution to said first communication station, and said first communication station performs data transmission to said second communication station according to said bit distribution.

17. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 11, wherein noise sources of two kinds of noises are present on a common cable with a communication line between said first and second communication stations.

18. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 11, wherein two kinds of noise environments are a first noise environment and a second noise environment having worse noise condition than said first noise environment.

16

19. A multi-carrier transmission system as set forth in claim 11, wherein two kinds of noises are caused by far end crosstalk and near end crosstalk.

20. A multi-carrier transmission method performing data transmission between first and second communication stations under presence of a plurality of periodically varying noises, comprising:

signal to noise ratio evaluating step of obtaining a plurality of sets of signal to noise ratios by evaluating signal to noise ratio of each carrier of the multi-carriers at different timing respectively corresponding to a plurality of kinds of noise environments; and

bit distribution step of performing bit distribution of each carrier depending upon one set of signal to noise ratio with taking a plurality of sets of signal to noise ratios as one set of signal to noise ratio evaluated on different frequency at the same timing.

21. A multi-carrier transmission method as set forth in claim 20, wherein said signal to noise ratio evaluating step is designed to derive the sets of the signal to noise ratios corresponding to each of two kinds of noise environments when two kinds of noise environments vary in regular interval period, and said bit distribution step is designed for establishing said bit distribution with taking two kinds of signal to noise ratio sets as said one signal to noise ratio set.

22. A multi-carrier transmission method as set forth in claim 20, wherein said signal to noise ratio evaluating step is designed to derive the sets of the signal to noise ratio corresponding to each of two kinds of noise environments when two kinds of noise environments vary in irregular interval period, and said bit distribution step is designed for establishing said bit distribution with taking two kinds of signal to noise ratio sets as said one signal to noise ratio set.

23. A multi-carrier transmission method as set forth in claim 20, wherein said bit distribution step performs bit distribution depending upon said one signal to noise ratio set and a power restriction value of each of said carriers.

24. A multi-carrier transmission method as set forth in claim 20, wherein, in case of data transmission from said first communication station to said second communication station, said first communication station includes step of transmitting a predetermined plurality of transmission speeds to said second communication station and said second communication station has said signal to noise ratio evaluating step and said bit distribution step,

said bit distribution step includes step of deriving a margin in data transmission on the basis of a plurality of transmission speeds transmitted from said first communication station, step of selecting an optimal transmission speed from said plurality of transmission speed on the basis of the derived margin, and step of deriving bit distribution of each of said carriers according to the selected transmission speed.

25. A multi-carrier transmission method as set forth in claim 24, wherein said second communication station includes step of transmitting said bit distribution to said first communication station, and said first communication station performs data transmission to said second communication station according to said bit distribution.

26. A multi-carrier transmission method performing data transmission between first and second communication stations under presence of a plurality of periodically varying noises, comprising:

signal to noise ratio evaluating step of obtaining a plurality of sets of signal to noise ratios by evaluating signal to noise ratio of each carrier of the multi-carriers at different timing respectively corresponding to a plurality of kinds of noise environments; and

17

bit distribution step of performing bit distribution of each carrier for realizing a given transmission speed and a maximum performance margin depending upon respective values of a plurality of signal to noise ratio sets.

27. A multi-carrier transmission method as set forth in claim 26, wherein said signal to noise ratio evaluating step is designed to derive the sets of the signal to noise ratios corresponding to each of two kinds of noise environments when two kinds of noise environments vary in regular interval period, and said bit distribution step is designed for establishing said bit distribution with taking two kinds of signal to noise ratio sets as one signal to noise ratio set.

28. A multi-carrier transmission method as set forth in claim 26, wherein said signal to noise ratio evaluating is designed to derive the sets of the signal to noise ratios corresponding to each of two kinds of noise environments when two kinds of noise environments vary irregular interval period, and said bit distribution step is designed for establishing said bit distribution with taking two kinds of signal to noise ratio sets as one signal to noise ratio set.

29. A multi-carrier transmission method as set forth in claim 26, wherein said bit distribution step performs bit distribution depending upon one signal to noise ratio set and a total transmission power restriction value.

30. A multi-carrier transmission method as set forth in claim 26, wherein, in case of data transmission from said first communication station to said second communication station, said first communication station includes step of transmitting a predetermined plurality of transmission speeds to said second communication station and said second communication station has said signal to noise ratio evaluating step and said bit distribution step,

18

said bit distribution step includes step of deriving a margin in data transmission on the basis of a plurality of transmission speeds transmitted from said first communication station, step of selecting an optimal transmission speed from said plurality of transmission speed on the basis of the derived margin, and step of deriving bit distribution of each of said carriers according to the selected transmission speed.

31. A multi-carrier transmission method as set forth in claim 30, wherein said second communication station includes step of transmitting said bit distribution to said first communication station, and said first communication station performs data transmission to said second communication station according to said bit distribution.

32. A multi-carrier transmission method as set forth in claim 26, wherein noise sources of two kinds of noises are present on a common cable with a communication line between said first and second communication stations.

33. A multi-carrier transmission method as set forth in claim 26, wherein two kinds of noise environments are a first noise environment and a second noise environment having worse noise condition than said first noise environment.

34. A multi-carrier transmission method as set forth in claim 26, wherein two kinds of noises are caused by far end crosstalk and near end crosstalk.

35. A multi-carrier transmission method as set forth in claim 26, wherein a communication line for data transmission between said first and second communication stations is a digital subscriber line.

* * * * *